R. CARRASCO - J. LAURET

COURS FONDAMENTAL DE TELEVISION

EMISSION RECEPTION

EDITION RADIO

6 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande.

Toute l'Electronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934 (11 numéros par an). Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

électronique pour vous HI-FI INTERNATIONAL

Revue mensuelle fondée en 1972 et consacrée à l'électronique « Grand Public » (11 numéros par an). En plus de la Hi-Fi et de ses bancs d'essais authentiques et rigoureux, des articles de synthèse sur les grands thèmes modernes d'actualité technique, des réalisations pratiques dans les domaines de la photo, la sonorisation, l'auto, la maison, le bateau, la télécommande, les modèles réduits, etc., et bien sûr des critiques de disques, des classiques aux plus pop.

Electronique & microélectronique industrielles

Revue fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie (16 numéros par an).

électronique actualités

Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle fondée en 1972 (11 numéros par an). Seule revue en France spécialisée dans les techniques et applications industrielles de l'automatisation.

REVUE DU SON
LES ARTS SONORES ET LES TECHNIQUES AUDIOVISUELLES

Première revue d'électroacoustique et de haute fidélité en langue française, fondée en 1953. Contenu des rubriques : acoustique, banc d'essai, restitution sonore, circuits, sonorisation, enregistrement, panorama audio, Hi-Fi télex, documents techniques, mesures, techniques audiovisuelles, musique électronique, arts sonores.

ÉDITIONS RADIO

9, RUE JACOB, 75006 PARIS - TÉL. : 033 . 13 . 65

Cours fondamental de TÉLÉVISION

R. CARRASCO - J. LAURET

★

Cours fondamental de télévision

Deuxième édition

Principes fondamentaux des divers systèmes de télévision en noir et blanc et en couleurs, émission, aériens, transmission, réception

---

★

ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - 75006 PARIS

© by Éditions Radio, Paris, 1976
Tous droits de reproduction réservés pour tous pays. Microfilms et reproduction, mêmes partiels, interdits.

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 1er trimestre 1976
Éditeur N° 645 - Imprimeur N° 779900

PRÉFACE A LA PREMIÈRE ÉDITION

M. ZWORYKIN, un des pionniers de la télévision, à l'actif duquel on doit porter de remarquables inventions, comme l'iconoscope qui permit à notre technique de se développer considérablement, a bien voulu préfacer notre ouvrage, et nous lui devons beaucoup de reconnaissance pour l'honneur qu'il nous fait ainsi. M. ZWORYKIN, qui parle couramment le français, a préféré écrire cette préface en anglais; nous avons jugé bon de la reproduire dans cette langue pour ne pas déformer sa pensée.

R. C. - J. L.

The initiation of color television broadcast services throughout Europe presents an opportune moment for a text covering the entire gamut of television technology. While, unquestionably, the advances in components and circuit design will continue unabated, the broad general principles of television transmission and reception in color and monochrome, on which this book places primary emphasis, have been stabilized by the adoption of transmission standards. The fact that the standards adopted in different areas of the world differ, emphasizes the need for a new text providing a comprehensive view. Apart from this, technical advances such as the increasing role of solid-state technology in the television field make an up-to-date treatment a highly desirable addition to the literature of television.

It is my hope that this book may help the television engineers of the future to acquire the competence needed to provide and maintain technically excellent television services to the public. Such services

should not be merely a source of good entertainment. Indeed, the purpose of television envisaged by its pioneers was far broader than this — in essence, it was to overcome the limitation of human vision imposed by distance and adverse environment. It would be in accord with this aim if television broadcasting provided citizens of many lands with better understanding not only of their own country and its cultural heritage, but of the entire world and its peoples, with whom their own fate will be increasingly closely linked. If this hope is realized, all the effort which has gone into the development of our modern television technology will be amply repaid.

V. ZWORYKIN.

DU DISQUE DE NIPKOW A LA MONDOVISION

PETIT HISTORIQUE DE LA TÉLÉVISION

On ne peut pas étudier utilement et agréablement une technique sans en connaître les origines et sans en suivre le développement. Voilà pourquoi, avant d'entrer dans le vif du sujet, croyons-nous indispensable de présenter au lecteur un historique de la télévision.

A cette fin, nous reproduisons ci-dessous, avec l'aimable autorisation de sa Direction, l'article publié en tête du numéro spécial de 1968, consacré à la télévision, de Science et Vie *et dû à la plume de* E. Aisberg *qui a suivi et « vécu » les principales phases de l'évolution de notre technique. N'est-ce pas lui qui, en 1928 (!), a fondé la revue* La Télévision *et qui a personnellement connu les principaux chercheurs et inventeurs dans le domaine de la transmission des images?*

Son exposé aura au surplus le mérite de familiariser le lecteur avec certains principes fondamentaux de notre technique.

R. C. et J. L.

Sommes-nous encore capables d'être étonnés? Blasé par l'incessant feu d'artifice des conquêtes de la science et de la technique, l'homme de ce dernier tiers du xx^{e} siècle a sa faculté d'émerveillement passablement atrophiée.

En 1958, il a vu s'ouvrir l'ère spatiale. Mais s'il a été enthousiasmé par les « bip-bip » du premier « Spoutnik », il lit aujourd'hui d'un œil distrait l'annonce (en cinq lignes!) du lancement d'un « Cosmos 300 »... Qu'un véritable laboratoire automatique se pose en douceur sur la Lune et envoie vers la Terre les images en couleurs captées par sa caméra, quoi de plus naturel?... Que sur les « étranges lucarnes » placées dans nos salles à manger, nous assistions à tous les événements marquants au moment même où ils se déroulent et quel qu'en soit le lieu, quoi de plus banal?... Que l'on nous serve ainsi à domicile le théâtre et le cinéma, le cirque et le music-hall, les arts et les sciences, la politique, les sports et la cuisine, que nous y voyions défiler tous les grands de ce monde, n'est-ce pas la petite routine de notre vie quotidienne?

La télévision a aboli les distances, a mis le monde à notre portée. Comment est-elle née? Comment s'est-elle développée?

Avant la télévision, la phototélégraphie

Au même titre que celle de la radio, l'histoire de la télévision est un bel exemple de coopération des savants et inventeurs de plusieurs pays. Chacun a apporté sa pierre à l'édifice, et le monde entier bénéficie de cette œuvre collective.

Avant de songer à transmettre des images mobiles, des tentatives avaient été faites pour les images fixes. La première expérience réussie de phototélégraphie remonte à 1862, lorsque l'abbé Giovanni CASELLI parvint à transmettre une image de Paris à Amiens. Le dispositif mis au point comportait, tant au point de départ qu'à l'arrivée, un stylet fixé à un pendule parcourant, en une série de zigzags, une feuille d'étain qui se déplaçait lentement. L'image à transmettre était dessinée, à l'aide d'une encre non conductrice de l'électricité, et chaque fois que le stylet touchait un point de l'image, le courant électrique était coupé dans la ligne de transmission. Et chaque fois que le courant était ainsi coupé au point de réception, le stylet se mettait à tracer.

Il est remarquable que, dans ce dispositif qui date de plus d'un siècle, on trouve déjà les caractéristiques fondamentales de tous les systèmes de phototélégraphie et de télévision réalisés depuis : exploration de l'image par lignes successives, synchronisation du dispositif explorateur à l'émission avec le traceur à la réception, etc.

Une cinquantaine d'années plus tard, la phototélégraphie deviendra une réalité grâce aux remarquables travaux d'Edouard BELIN. Dans le bélinographe, tel qu'il est employé dans le monde entier, l'image à transmettre est enroulée sur un tambour animé d'un rapide mouvement de rotation et d'un lent mouvement de déplacement axial. Ainsi tous les éléments de l'image sont successivement explorés à l'aide d'une cellule photoélectrique selon une spirale cylindrique. A la réception, sur un appareil semblable, l'image est reproduite sur un papier photosensible par un rayon lumineux dont l'intensité est modulée par les signaux arrivant de l'émetteur. De la sorte, nous pouvons aujourd'hui trouver dans notre quotidien habituel des photographies des événements survenus aux antipodes quelques heures auparavant.

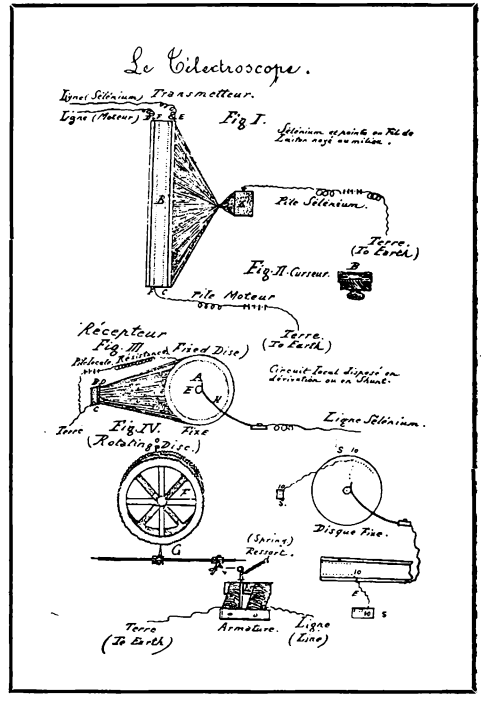
Cependant, entre la phototélégraphie et la télévision, il y a une différence fondamentale. Pour transmettre des images fixes, on dispose d'un temps qui, en principe, n'est pas limité. En revanche, la télévision, comme le cinéma, est fondée sur la persistance des sensations visuelles qui ne dure qu'un quinzième de seconde environ. C'est dire que les images doivent être transmises, en télévision, à la cadence d'au moins 15 par seconde. Tel est l'impératif qui, dès ses origines, a singulièrement compliqué la tâche de ceux qui rêvaient de transmettre à distance des images « vivantes ».

La « traduction » lumière-courant

Ce rêve devait hanter l'esprit de nombreux inventeurs, à partir de 1876, année qui vit la naissance du téléphone, créé par Graham BELL. Puisque l'on peut transmettre les sons, parole et musique, à l'aide de courants électriques, on doit pouvoir aussi transmettre des images. Tel fut le raisonnement quelque peu naïf qui devait germer, à l'époque, dans bon nombre de cerveaux.

Et, comme pour les encourager dans cette voie, une découverte fondamentale a été faite en 1873 : celle de l'effet photoélectrique. L'histoire en est assez curieuse. Cela se passe à la station terminale du câble transatlantique située dans l'île Valentia, au sud-ouest de l'Irlande. Les circuits électriques de la station sont équipés de résistances en sélénium, ce qui, soit dit en passant, nous paraît assez curieux. Un jour, l'opérateur, du nom de MAY, fait

une constatation surprenante : chaque fois qu'il passe devant la fenêtre, les aiguilles de divers galvanomètres bougent. Intrigué, MAY signale le phénomène à son chef, l'ingénieur Willoughby SMITH. Celui-ci examine les choses de près et en tire la conclusion que la résistance électrique du sélénium varie en fonction de l'éclairement. Ainsi est née la première cellule photoélectrique, ancêtre d'une nombreuse famille. En effet, on devait réaliser par la suite d'autres dispositifs électriques réagissant à la lumière, notamment des cellules photoémettrices où, sous l'action des photons lumineux, des électrons sont émis par certains métaux alcalins. On connaît aussi des cellules photovoltaïques dans lesquelles la lumière engendre un courant électrique; ce sont de telles cellules que l'on emploie dans les posemètres et les caméras automatiques de photo ou de cinéma.



Dessin de Constantin Senlecq, tiré de sa brochure « Télectroscope » (1881) et montrant les détails de la commutation pour la transmission séquentielle des signaux émanant des différents points de l'image. La brochure fut publiée simultanément en France, en Grande-Bretagne et aux Etats-Unis, ce qui explique que les textes soient accompagnés de traductions.

Voici donc les chercheurs en possession d'un moyen de « traduire » la lumière par des signaux électriques. Comment ne pas en faire usage pour la transmission des images? Cette idée vient à l'esprit d'un habitant de Boston, du nom de G.R. CAREY, qui imagine un système de télévision dans lequel l'image à transmettre est projetée sur un écran composé de milliers de cellules photoélectriques. Chacune d'elles est reliée par un fil à une lampe électrique, l'ensemble de ces lampes formant, au lieu de réception, un écran analogue à celui constitué par les cellules photoélectriques à l'émission.

Premier système séquentiel

On devine aisément que le projet de CAREY n'a jamais connu le moindre commencement de réalisation. En effet, pour avoir une image tant soit peu

nette, il aurait fallu environ 2500 cellules disposées, par exemple, en 50 colonnes adjacentes de 50 cellules chacune; il aurait fallu autant de lignes de transmission et autant de lampes à la réception.

En revanche, l'idée qu'a eue deux ans plus tard un notaire d'Ardres (Pas-de-Calais), Constantin SENLECQ, doit être considérée comme la base de tous les systèmes de télévision qui allaient être réalisés par la suite. Cet amateur de physique, ayant appris par la revue « *Scientific American* » l'invention du téléphone, cherche à faire pour la vue ce que Graham BELL a fait pour l'ouïe. Et il imagine un système dans lequel l'image à transmettre est projetée sur une plaque en ébonite percée de nombreux petits trous remplis de sélénium. Une électrode commune en laiton bouche le fond des trous et chacune des petites masses de sélénium est reliée par un fil à l'un des plots d'un commutateur tournant. De la sorte, un balai commutateur permet de relier successivement chacune des cellules photoélectriques au départ d'une ligne de transmission. A l'autre extrémité, un commutateur semblable, maintenu en synchronisme avec le premier, applique les courants électriques aux filaments de minuscules lampes à incandescence disposées de la même manière que les cellules au sélénium. La synchronisation est maintenue à l'aide de signaux acheminés le long d'une ligne spéciale.

Dans ce projet, nous trouvons tout ce qui caractérise les systèmes actuels de télévision, à commencer par le principe de l'exploration séquentielle des éléments de l'image. De plus, ce que le commutateur rotatif réalise dans le projet de SENLECQ, est assuré de nos jours, dans les tubes de prise de vues, par le balayage du faisceau cathodique.

Quel accueil rencontra le projet de SENLECQ? Il le soumet au comte DU MONCEL, membre de l'Académie des Sciences et directeur de la revue *La Lumière électrique*. Plein de mépris à l'égard des amateurs, DU MONCEL jette la lettre au panier. Remarquons en passant que, lors de la première démonstration du phonographe d'EDISON à l'Académie des Sciences, ce même DU MONCEL serra la gorge du démonstrateur en s'écriant : « Je ne permettrai pas à un ventriloque d'abuser de la confiance de notre Compagnie... »

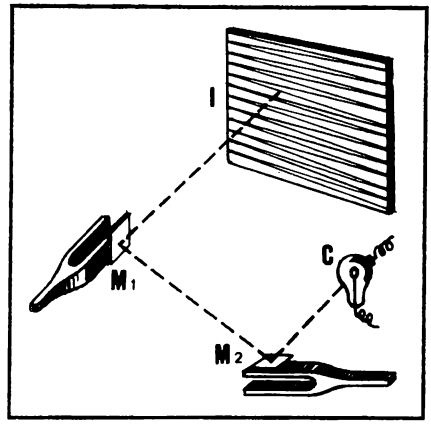
Cependant, les idées de SENLECQ font du chemin, et son projet est réalisé près d'un demi-siècle plus tard : le 17 avril 1927, au cours d'une mémorable séance, les laboratoires de la *Bell Telephone* effectuent une transmission d'images entre Washington et New York. L'écran de l'émetteur comporte 2500 cellules photoélectriques. Autant de lampes au néon équipent l'écran de réception qui mesure 65×82 cm. Un distributeur rotatif effectuant 16 tours par seconde met successivement en liaison chacune des cellules avec chacune des lampes.

SENLECQ a su ainsi que son idée était réalisée. Mais, par une cruelle ironie du sort, il mourut en 1934, âgé de 92 ans, sans avoir pu voir les images de la télévision, car il était devenu aveugle.

Systèmes d'analyse mécanique

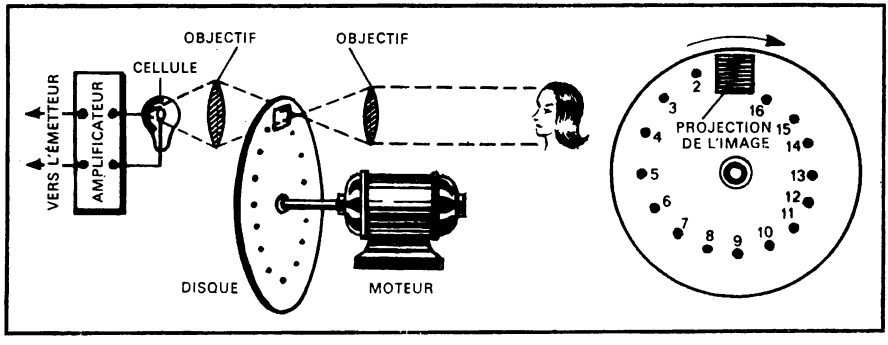
Dans la foulée de Constantin SENLECQ, d'autres chercheurs bâtissent des projets préconisant diverses méthodes d'analyse séquentielle. Ainsi, en 1880, le grand électricien français Maurice LEBLANC propose d'utiliser deux miroirs oscillants réfléchissant successivement tous les éléments de l'image. Chacun des miroirs est fixé sur la branche d'un diapason. L'un des diapasons oscille rapidement en sorte que le miroir balaie les lignes horizontales de l'image. L'autre diapason oscille plus lentement et sert à passer d'une ligne à l'autre, dans le sens vertical. Ainsi est reproduit le processus de la lecture d'un texte : chaque lettre constitue un élément, et les éléments sont explorés par

lignes successives; le regard oscille rapidement dans le sens horizontal, et plus lentement dans le sens vertical pour passer à la ligne suivante. La page étant lue, on passe à la suivante. Mais il faut aller vite, puisque la lecture d'une page ne doit pas durer plus d'un dixième de seconde.



Procédé d'analyse de l'image par miroirs oscillants proposé par M. Leblanc : le miroir M2, fixé sur une branche d'un diapason oscillant lentement (10 périodes par seconde) dans un plan vertical, projette vers la cellule photo-électrique C la lumière réfléchie par le miroir M1, oscillant à 250 périodes par seconde dans un plan horizontal. L'image I est balayée en zigzag, en 25 lignes, 10 fois par seconde.

En 1884, un étudiant allemand de 24 ans, Paul NIPKOW, dépose le brevet d'un système de télévision qui ne sera réalisé qu'une quarantaine d'années plus tard. Il propose d'explorer l'image en la projetant à travers les trous, disposés en spirale, d'un disque auquel son nom restera attaché. Derrière le disque est placée une cellule photoélectrique. Chaque trou explore au passage une ligne de l'image, qui est ainsi décomposée en autant de lignes qu'il y a de trous dans le disque. On retrouve le même disque à la réception, où il est



Emetteur de télévision utilisant le disque de Nipkow, représenté en plan à droite : à travers les trous disposés en spirale, l'image est explorée par lignes horizontales successives.

animé d'un mouvement identique : en tournant devant un tube au néon dont l'éclat est commandé par le signal reçu de l'émetteur, il reconstitue chaque élément de l'image avec sa luminosité relative. Chaque tour sert donc à explorer tous les éléments de l'image. C'est dire que le disque doit tourner à au moins dix tours par seconde.

Premières réalisations

L'invention de NIPKOW n'était pas réalisable à l'époque. En 1884, on n'avait pas de cellules photoélectriques sensibles, il n'existait pas de dispositif permettant d'amplifier les signaux faibles, et la radio, constituant le moyen de liaison idéal, n'était pas encore inventée. C'est dire que Paul NIPKOW ne songea plus à ce brevet qui fut pour lui un péché de jeunesse. Et l'on juge de son étonnement lorsque, en 1928, en visitant l'Exposition de Radio de Berlin, il se trouve en présence d'un téléviseur fonctionnant parfaitement et équipé du disque portant son nom, comme le disait de la façon la plus explicite une pancarte placée devant l'appareil.

En fait, la première réalisation de l'idée de NIPKOW est due à un Ecossais, John LOGGIE BAIRD, qui, en 1925, expose dans une vitrine du magasin universel *Selfridge*, dans Oxford Street, à Londres, son tout premier dispositif de télévision. Entre l'émetteur et le récepteur, la distance est inférieure à deux mètres, ce qui n'a aucune importance. Les deux disques de NIPKOW, celui servant à l'émission et celui employé à la réception, sont placés sur le même axe, ce qui, on le conçoit, assure une synchronisation parfaite. La tête d'un mannequin, violemment éclairée, est ainsi transmise avec une définition de 28 lignes, à raison de 12,5 images par seconde. L'image reçue est floue, mais on reconnaît cependant la tête en carton-pâte. Aujourd'hui, cet appareillage historique peut être examiné au Musée des Sciences de Londres.

En 1928 est fondée la *Baird Television Development Company*. Cependant, la *B.B.C.* (à l'époque : *British Broadcasting Company*) refuse à BAIRD d'utiliser son système. Les autorités de la radiodiffusion allemande sont plus compréhensives et, en janvier 1929, l'émetteur de Berlin effectue les premières diffusions d'après le procédé de BAIRD. Il ne reste plus à la *B.B.C.* qu'à suivre le mouvement. C'est ce qu'elle fait en effectuant des émissions sur ondes moyennes.

Les débuts de la TV en France

Que fait-on pendant ce temps en France? Toute une pléiade de savants se penche sur le problème de la transmission des images. De nouveaux procédés de balayage sont inventés, telle cette roue de Lazare WEILLER qui comporte sur son pourtour une série de petits miroirs dont l'inclinaison varie progressivement de l'un à l'autre, en sorte qu'en tournant ils réfléchissent successivement diverses lignes de l'image.

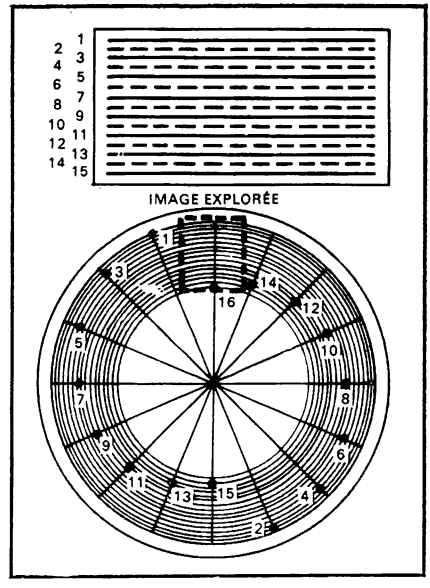
Une invention fondamentale est faite par Pierre TOULON et Edouard BELIN qui formulent le principe du « balayage entrelacé ». Lorsqu'on explore toutes les lignes de l'image de la première à la dernière, comme l'avait proposé SENLECQ, et l'ont fait ensuite NIPKOW et BAIRD, la persistance des sensations visuelles ne suffit pas à éviter un effet de « vague lumineuse », dû au fait que lorsqu'on arrive aux dernières lignes, la persistance des premières s'affaiblit.

Le procédé d'entrelacement consiste à explorer d'abord les lignes impaires (1, 3, 5, 7...), puis à revenir vers le début de l'image pour explorer les lignes paires (2, 4, 6, 8...). De la sorte, sans augmenter le nombre de lignes explorées par seconde, on supprime cette impression de vague lumineuse qui parcourt l'image de haut en bas.

Un autre perfectionnement très important du disque de NIPKOW a été proposé par Marcel BRILLOUIN qui a préconisé de remplacer les trous du disque de NIPKOW par des lentilles, ce qui conduit à une bien meilleure utilisation de la lumière.

Les premières émissions régulières ont commencé en France en 1932. Elles étaient effectuées par l'émetteur de Paris-P.T.T., installé rue de Grenelle. Le studio d'émission se trouvait à Montrouge, et c'est René BARTHÉLÉMY, devenu depuis membre de l'Académie des Sciences, qui a créé de toutes pièces l'appareillage utilisé.

Une étape importante est franchie le 10 novembre 1935, lorsque, sous l'impulsion de Georges MANDEL, alors ministre des P.T.T., débutent des émissions avec la définition de 180 lignes. Alors que précédemment, avec la définition de 60 lignes, il fallait se contenter de gros premiers plans, on pouvait désormais transmettre des scènes à plusieurs personnages.



Ci-contre, en haut, principe du balayage entrelacé : d'abord est explorée la trame des lignes impaires (en trait plein), puis celle des lignes paires (trait pointillé). En bas, disque de Nipkow adapté pour balayage entrelacé.

Installé dans les locaux de l'Ecole Supérieure des P.T.T., rue de Grenelle, le studio était puissamment éclairé pour pallier l'insuffisante sensibilité des cellules photoélectriques de l'époque. La scène, qui ne mesurait que 6 mètres carrés, se trouvait sous les feux de multiples projecteurs totalisant une puissance de 48 kW. C'est dire qu'en dépit de puissants ventilateurs, destinés à chasser l'excès de calories, les premiers présentateurs et acteurs souffraient atrocement de la chaleur qui faisait couler le fard et attraper de véritables coups de soleil...

De la mécanique à l'électronique

La définition de 180 lignes procure une image qui est loin de présenter la netteté et la finesse de détails auxquelles nous sommes habitués avec les normes actuelles de 625 lignes ou de 819 lignes. Cependant, avec les moyens mécaniques, on ne peut aller plus loin. Que l'on songe aux forces centrifuges développées dans un énorme disque pourvu de 180 perforations et animé d'une vitesse de 16 tours par seconde!

Pour aller plus loin, il faut recourir à un principe différent. La mécanique ne sert plus à rien. Il faut faire appel à ce que, de nos jours, on appelle

l'électronique. Fort heureusement, l'instrument de base, le tube cathodique, atteint dès la fin du siècle dernier un degré de développement qui permettra d'en faire le cœur de l'appareillage moderne de transmission des images.

En effet, en 1897, le physicien allemand Karl F. BRAUN parvient à perfectionner le tube inventé par l'Anglais CROOKES. Deux ans plus tard, un autre Allemand, E. VICHERT, préconise la méthode de concentration du faisceau d'électrons à l'aide d'un bobinage concentrique à l'axe du tube. Et, en 1903, WEHNELT perfectionne la cathode et introduit une électrode de concentration et de modulation de l'intensité du faisceau.

Dès lors, un physicien russe, du nom de Boris ROSING, professeur à l'Ecole d'Artillerie de Saint-Pétersbourg, voit dans le tube de BRAUN, comme on l'appelait à l'époque, le dispositif idéal pour la reproduction des images de « télescopie électrique ». Notons que le terme hybride « télévision », hybride puisque formé d'une racine grecque et d'une racine latine, a été employé pour la première fois en 1900 par un collègue de ROSING, le capitaine Constantin PERSKI, au Congrès International Electrotechnique de Paris.

Dès 1902, ROSING commence à concevoir son « télescope électrique ».

L'idée mûrit et, le 25 juillet 1907, ROSING dépose un brevet décrivant le dispositif imaginé. Il l'expérimente en le perfectionnant sans cesse au laboratoire de l'Institut Technologique de Saint-Pétersbourg. Et ainsi, aidé d'un jeune assistant du nom de Vladimir ZWORYKIN, il parvient, en 1911, à obtenir une première image sur l'écran fluorescent du tube cathodique. Il s'agit de quatre bandes blanches placées sur fond noir.

A l'émission, ROSING utilise un système mécanique composé de deux tambours à miroirs dont les axes sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre. L'un des tambours tourne à 12 tours par seconde, l'autre effectue 30 rotations par seconde. De la sorte, une image est explorée 12 fois par seconde en 30 lignes. La lumière tombe sur une cellule photoémettrice dont les signaux sont appliqués à des électrodes de déviation du tube cathodique servant à la réception. Le faisceau d'électrons doit traverser un diaphragme et, lorsqu'il est dévié, son intensité diminue. En même temps, les tambours à miroirs sont pourvus de véritables petits potentiomètres avec curseurs glissants qui développent des tensions de déviation. Ces tensions sont appliquées aux bobinages de déflexion du tube cathodique, de manière à déterminer le balayage de l'écran en synchronisme parfait avec l'émetteur.

L'iconoscope

Ce que ROSING a fait pour la réception, son assistant Vladimir ZWORYKIN devait, plus tard, le réaliser pour l'émission. Parti en 1922 pour les Etats-Unis, il continue à y étudier les problèmes de la télévision et parvient, en 1931, à concevoir la première caméra de prise de vues purement électronique : l'iconoscope. Celui-ci est constitué par un tube à vide contenant un écran composé d'une mosaïque de minuscules cellules photoémettrices. Lorsqu'une image est projetée sur cet écran, des charges électriques s'y développent, proportionnelles à l'intensité de la lumière en chaque point de la mosaïque. Cette production de charges s'effectue d'une façon continue, ce qui représente un avantage considérable par rapport à tous les systèmes mécaniques où la cellule photoélectrique ne reçoit la lumière de chaque point de l'image que pendant un très court instant.

Le faisceau d'électrons émis par la cathode vient « butiner » les charges accumulées sur l'écran en le balayant sous l'action de champs électriques ou magnétiques de déviation. De la sorte, dans le circuit extérieur comprenant la source de tension, l'intensité du courant subit des variations proportion-

nelles aux charges positives que viennent neutraliser les électrons du rayon cathodique.

Invention fondamentale, l'iconoscope aura une nombreuse descendance. Tous les tubes de prise de vues créés par la suite, qu'il s'agisse des vidicons, des orthicons ou autres, découlent de la géniale invention de V. ZWORYKIN.

Essor de la télévision

La télévision « cathodique » fait son entrée pratique au cours des dernières années précédant la seconde guerre mondiale. En France, dès 1937, grâce aux travaux de René BARTHÉLÉMY et d'Henri de FRANCE, débutent des émissions régulières sur 455 lignes. L'iconoscope est adopté à la même époque en Angleterre. Sa haute sensibilité permet de réaliser des reportages extérieurs. Le premier a lieu pour le célèbre Derby d'Epsom, couru le 1er juin 1938. Ce fut un événement historique.

Tout semble dès lors favoriser le développement rapide de la télévision. Le nombre d'émetteurs augmente, les programmes s'étoffent, les téléspectateurs sont de plus en plus nombreux. Une revue spécialisée, intitulée tout simplement « Télévision », voit le jour; elle enseigne aux amateurs la façon de réaliser eux-mêmes des récepteurs d'images. L'industrie commence à s'intéresser à la nouvelle technique, en présentant des téléviseurs qui sont malheureusement très chers, très encombrants et dont l'écran est de dimensions très réduites.

L'ouragan de la guerre arrêtera brutalement la rapide progression de la télévision. En juin 1940, l'émetteur de la Tour Eiffel est saboté. Les petits écrans sont noirs. Le monde civilisé est entré dans un long tunnel sombre. Ne doutant pas de sa victoire finale, l'occupant entreprend l'installation d'un grand centre de télévision, rue Cognacq-Jay, à Paris, à l'emplacement de l'ancien Magic-City, et reconstruit l'émetteur de la Tour Eiffel. Ce ne sont pas, cependant, les troupes de la Wehrmacht, pour qui ces efforts étaient déployés, qui bénéficieront de tous ces équipements.

Après la guerre, ayant préservé de la destruction ce qui a été édifié sous l'occupation, les techniciens français reprennent des émissions régulières, sur 441 lignes, depuis l'émetteur de la Tour Eiffel, les studios étant désormais situés rue Cognacq-Jay. Dès lors, tout prend un rapide essor. Les techniciens accomplissent d'innombrables prouesses pour rendre les programmes plus intéressants. Ainsi, pour effectuer le reportage en direct de l'arrivée du Tour de France au Parc des Princes, le 26 juillet 1948, on transmet les signaux vers la Tour Eiffel en utilisant une antenne de fortune qu'un ballon captif hisse à 80 mètres.

Pendant ces premières années d'après-guerre se déroule la « lutte des standards ». Faut-il maintenir la moyenne définition de 441 lignes ou bien adopter une définition plus élevée? On peut alors choisir entre le standard « européen » de 625 lignes, la haute définition de 819 lignes d'Henri de FRANCE et celle de plus de 1000 lignes proposée par René BARTHÉLÉMY. Plus la définition est élevée, plus l'image peut comporter de détails, mais plus sa transmission est difficile et plus les récepteurs deviennent coûteux. C'est, en fin de compte, le 819 lignes qui l'emporte. Fin 1949, commencent les émissions sur cette définition. La France a la plus belle image du monde... et aussi la plus coûteuse!

Plus tard, un deuxième programme est émis sur 625 lignes; mais, là encore, notre pays se singularise, puisque la norme adoptée diffère sur bien des points du standard européen : polarité de la modulation vidéo et système de modulation du son.

Naissance de l'Eurovision...

Le 2 juin 1953 est une date glorieuse dans l'histoire de la Grande-Bretagne... et de la télévision. Ce jour-là, des millions de personnes, en Angleterre, en France, en Allemagne, en Belgique, en Hollande et au Danemark, assistent au couronnement de Sa Gracieuse Majesté. Les images captées par 17 caméras, disposées le long du parcours du cortège royal et dans la cathédrale de Westminster, sont transmises par le réseau d'Eurovision installé en cette solennelle occasion. Jamais on n'a vendu en si peu de temps autant de téléviseurs. Les industriels spécialisés regrettent que la cérémonie ne soit pas renouvelée tous les ans...

Comment sont établies les liaisons entre les émetteurs formant le réseau d'Eurovision? A l'aide de « câbles hertziens ». On appelle ainsi les ondes très très courtes (ayant des longueurs de quelques centimètres seulement) qui, à la manière des ondes lumineuses (de nature identique et de propriétés semblables), se propagent en ligne droite et peuvent être concentrées en faisceaux étroits à l'aide de réflecteurs paraboliques. Pour relier entre eux deux émetteurs, on jalonne le parcours de plusieurs tours - relais, installées sur des hauteurs. Chacune relaie le faisceau d'ondes de la tour précédente et le réémet vers la suivante. N'est-ce pas la version moderne du télégraphe optique de CHAPPE?

...et de la Mondovision

Comment passer de l'Eurovision à la Mondovision? Comment faire voir « en direct » aux téléspectateurs européens une sensationnelle rencontre de boxe se déroulant au Madison Square de New York? Comment montrer outre-Atlantique aux passionnés du rugby la mêlée sur le stade de Colombes? Les satellites artificiels nous en donnent le moyen. De véritables stations réceptrices-réémettrices ont été lancées dans l'espace et placées sur des orbites à 36 000 kilomètres d'altitude. Elles tournent autour de la Terre à raison d'un tour par 24 heures. Autrement dit, elles restent immobiles au-dessus d'un point de l'équateur. Alimentées par l'énergie des rayons solaires que des cellules photoélectriques transforment en électricité, ces satellites servent de relais intercontinentaux aux émissions de télévision.

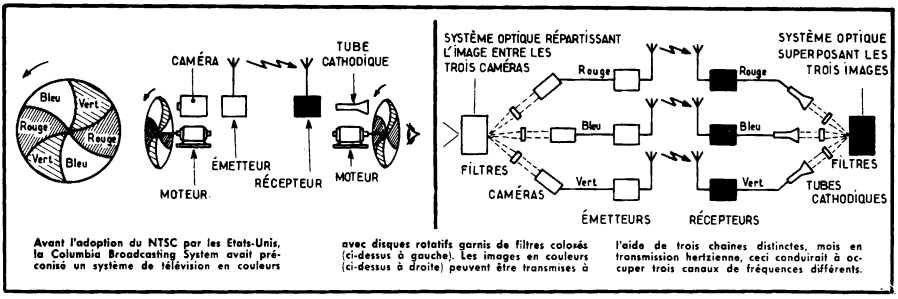
D'autres satellites, non synchrones, se trouvant à des altitudes moins grandes, tournent plus vite autour de la Terre et assurent des liaisons intercontinentales pendant certaines heures seulement. Tous ces « Early Bird » (*made in* U.S.A.) et autres « Molniya » (U.R.S.S.) tissent autour du globe un dense réseau de télécommunications en rapprochant les continents, les pays et les hommes.

Du noir et blanc vers la couleur

Mais la télévision veut sortir de la monotone grisaille du « noir et blanc ». Comme la photo, comme le cinéma, elle veut passer à la couleur.

A cette fin, dès 1928, le précurseur de génie que fut J.L. BAIRD, propose de recourir au principe de la trichromie : à l'aide de filtres rouge, vert et bleu, décomposer l'image en trois images de couleurs primaires et, à la réception, les superposer. Comment? Mais tout bonnement, disait notre Ecos-

sais, en utilisant un disque de NIPKOW pourvu de trois séries de perforations disposées en spirales et occupant chacune un secteur de 120 degrés. Les perforations doivent être recouvertes de filtres de couleurs correspondantes... et le tour est joué.



Avant l'adoption du NTSC par les Etats-Unis, la Columbia Broadcasting System avait préconisé un système de télévision en couleurs avec disques rotatifs garnis de filtres colorés (ci-dessus à gauche). Les images en couleurs (ci-dessus à droite) peuvent être transmises à l'aide de trois chaines distinctes, mais en transmission hertzienne, ceci conduirait à occuper trois canaux de fréquences différents.

Le problème devient plus complexe avec l'avènement de la télévision cathodique. Certes, en se fondant sur le même principe, on a proposé d'établir trois chaînes de transmission, une pour chaque couleur primaire, en utilisant des filtres rouge, bleu et vert tant devant les caméras de prises de vues que devant les tubes cathodiques de réception et en superposant les images reçues à l'aide d'un dispositif optique. On conçoit sans peine que pareil équipement serait trop volumineux, trop coûteux et nécessiterait l'utilisation de trois canaux de fréquences, ce qui, vu l'encombrement de ce que l'on persiste à appeler l'« éther », serait inacceptable.

Principe de la double compatibilité

D'autre part, il faut sauvegarder les intérêts des millions de téléspectateurs possesseurs de récepteurs monochromes (pour le « noir et blanc »). Cela a été nettement formulé, dès avant la guerre, par un remarquable pionnier de la télévision, l'ingénieur français Georges VALENSI. Il a énoncé alors son principe de la double compatibilité :

— Il faut que les programmes émis en couleurs puissent être également reçus (en noir et blanc, bien entendu) par les téléviseurs monochromes.

— Il faut que les programmes monochromes puissent être également reçus en noir et blanc par les téléviseurs polychromes.

Et le plus beau est qu'ayant formulé ces deux exigences, Georges VALENSI a, en même temps, fourni la clé du problème. Dans son brevet, qui date de 1937, il pose les principes fondamentaux sur lesquels sont fondés les trois systèmes de télévision en couleurs existant actuellement. Il préconise, en effet, la séparation de la « luminance » et de la « chrominance ». Autrement dit, une partie des signaux est affectée à la transmission de l'image telle qu'elle aurait paru en noir et blanc, avec tous ses détails, et d'autres signaux, ceux de chrominance, viennent compléter l'image en la coloriant.

Cette méthode présente de nombreux avantages. Alors que la luminance est transmise avec le maximum de finesse (ce qui exige une bande de fréquences aussi large que dans la télévision monochrome), les couleurs peuvent être reproduites sans grande finesse, en sorte que les signaux de chrominance n'occupent qu'une bande de fréquences relativement étroite.

D'autre part, les téléspectateurs possédant des téléviseurs monochromes reçoivent les signaux de luminance qui suffisent pour reproduire complètement les images, ce qui satisfait le principe de la compatibilité.

Un miracle de la technique : le tube à masque d'ombre

Cependant les idées de VALENSI n'auraient pas abouti si un tube cathodique capable de reproduire les couleurs n'avait pas vu le jour. Ce tube est un véritable miracle de la technique. A priori, il ne pouvait pas fonctionner, tant était grande la précision qu'il exigeait. Si, dans une réunion d'ingénieurs français, quelqu'un eût proposé de faire un tel tube « à masque d'ombre », il eût déclenché un éclat de rire. Fort heureusement, l'idée du tube « shadow mask » fut exposée devant un aréopage de techniciens américains, moins pourvus de sens critique que leurs collègues de ce côté de l'Océan; ils ont examiné la chose sérieusement, ont tenté sa réalisation... et l'ont réussie.

Le tube comporte trois « canons » électroniques, c'est-à-dire trois projecteurs de faisceaux d'électrons. Chacun d'eux est, comme l'on pense, affecté à l'une des couleurs primaires. Celles-ci sont produites sur l'écran luminescent par des « luminophores » rayonnant une lumière rouge, bleue ou verte. Ces luminophores constituent une mosaïque de 1 200 000 éléments fluorescents disposés en 400 000 « triades » dont chacune comporte un élément rouge, un bleu et un vert. Pour que les électrons d'un faisceau n'atteignent que les luminophores de la couleur correspondante, une plaque perforée de 400 000 trous est interposée entre les canons et l'écran. A travers ce masque, chaque canon ne « voit » que les luminophores de « sa » couleur.

Le principe, on le constate, est simple, mais on conçoit l'extraordinaire précision qu'exige sa mise en œuvre et qui explique le coût élevé des tubes polychromes.

Dans tous les systèmes actuels, on emploie donc ce tube à masque, en transmettant les signaux correspondant au contenu en couleurs primaires de chacun des éléments de l'image. Les signaux de chrominance modulent l'intensité des faisceaux électroniques émis par les trois canons. Et l'œil intègre les sensations de couleurs émanant des luminophores, comme il le fait pour les illustrations en couleurs imprimées à l'aide de minuscules points de couleurs primaires.

NTSC - SECAM - PAL

Le premier système fondé sur les principes posés par Georges VALENSI et utilisant le tube à masque est le NTSC (*National Television System Committee*). C'est l'œuvre collective d'une équipe d'ingénieurs des *Laboratoires Hazeltine* (l'inventeur du Neutrodyne), dirigée par Charles HIRSCH. Très ingénieux, ce système fut, dès 1951, adopté par la *Federal Communications Commission* des Etats-Unis qui, du coup, abandonnait le procédé mécanique (disques à filtres colorés tournant devant l'écran du téléviseur) patronné par le *Columbia Broadcasting System.*

Le NTSC est toujours employé aux Etats-Unis, au Canada et au Japon, pays où, après un démarrage assez lent, la télévision en couleurs est devenue très populaire.

L'Europe a tardé à se convertir à la couleur. Le système NTSC y a été critiqué et, il y a une douzaine d'années, Henri de FRANCE a posé les principes de base du SECAM (*SEquentiel Couleurs A Mémoire*). Reprenant l'essentiel du NTSC, le SECAM introduit un nouveau principe de transmission des signaux de chrominance, en les émettant une ligne sur deux. De plus, il utilise la modulation de fréquence pour l'acheminement de la chrominance.

Quelques années plus tard, un chercheur allemand, Walter BRUCH, a conçu une sorte de NTSC perfectionné, faisant également appel au principe de

transmission alternative des signaux de chrominance énoncé par Henri de FRANCE. Son système, intitulé PAL (*Phase Alternation Line*), remédie heureusement aux distorsions de phase qui tendent à altérer les teintes dans le NTSC.

On pouvait espérer qu'un système unique, synthèse des trois systèmes en compétition, serait adopté par l'ensemble des pays européens. Hélas, en 1966, à Oslo, la « conférence de la dernière chance » a consacré la dislocation du continent européen dans le choix du système de télévision en couleurs : la France et les pays de l'Est ont adopté le SECAM, alors que les pays de l'Europe du centre ont opté pour le PAL.

Fort heureusement pour les émissions d'Eurovision ou de Mondovision, on peut, sans trop grande perte de qualité, opérer le transcodage d'un système dans l'autre.

Coup d'œil sur l'avenir

La technologie de la télévision progresse continuellement. Nous en sommes à la phase de la « transistorisation », où les tubes à vide sont progressivement remplacés par des dispositifs à semi-conducteurs. Cependant, la miniaturisation semble peu les toucher.

Cela est dû au volume occupé par le tube cathodique. Mais celui-ci sera un jour, lui aussi, remplacé par un dispositif électroluminescent à semi-conducteurs. Alors se réalisera une des plus vieilles prophéties du regretté Hugo GERNSBACK, ce « Jules Verne américain », qui a prédit que, dans l'avenir, le téléviseur se présentera sous la forme d'un tableau suspendu au mur.

Nous aurons alors des téléviseurs de poche et aussi des téléviseurs à écran géant. Actuellement, les dimensions de l'écran sont limitées, d'une part par l'énorme pression que l'atmosphère exerce sur le tube cathodique (quelque 10 tonnes pour un tube de 63 cm de diagonale d'écran!) et, d'autre part, par l'impossibilité de faire passer à travers les portes des appareils plus encombrants.

La projection sur grand écran fait, d'ores et déjà, partie des problèmes résolus grâce à la remarquable invention (en 1939) de l'Eidophor, due au professeur suisse FISCHER.

Le relief ne constitue pas non plus un problème insoluble. On a déjà proposé et expérimenté avec succès diverses solutions fondées notamment sur l'emploi de la lumière polarisée. Et le professeur P. CHMAKOV, le grand spécialiste soviétique, est même parvenu à transmettre des images en couleurs et en relief.

Moyen de distraction et de culture, la télévision doit servir au rapprochement des peuples. En les faisant mieux connaître les uns aux autres, elle tisse autour du monde des liens de solidarité humaine. Elément nouveau de la vie sociale, elle exerce une influence profonde sur nos conceptions fondamentales. Sera-t-elle un puissant facteur de paix universelle? Les gens de tous les pays, grâce à elle, se donneront-ils la main pour former autour du monde une ronde joyeuse? S'il en est ainsi, on devra considérer la télévision comme la plus bienfaisante des fées.

E. AISBERG.

AVERTISSEMENT A LA DEUXIÈME ÉDITION

Par rapport à notre première édition, l'histoire de ces dernières années a peu évolué. Assurément, les prévisions de M. AISBERG à propos de la plus grande transistorisation des récepteurs se sont révélées exactes. On peut même ajouter que les circuits intégrés ont fait leur apparition dans les téléviseurs plus rapidement qu'on pouvait le penser en 1968. Mais l'écran plat, la télévision à projection chez le particulier, relèvent encore de la futurologie, tout comme la télévision en relief.

Le téléviseur est devenu un produit de grande consommation. Dès lors, le « commercial » prime sur la recherche à long terme. Les réels perfectionnements qui ont été introduits dans les récepteurs, la mutation prévisible de l'idée même que l'on se fait de la télévision avec l'apparition, sur le marché, de caméras et de magnétoscopes portatifs, la commercialisation attendue d'appareils du genre vidéodisque préenregistré, apparaissent plus comme la création de « gadgets » plus ou moins inutiles que comme l'évolution naturelle du progrès...

Cette seconde édition comporte donc quelques remaniements par rapport à la première. Nous avons éliminé, surtout dans la partie « Réception », un grand nombre d'exemples de montages à tubes électroniques ou des explications s'y rapportant, sans toutefois les faire disparaître complètement. En effet, étant donné la longue durée de vie des téléviseurs, les futurs techniciens de la télévision seront encore quelquefois, voire souvent, confrontés à des récepteurs à tubes. En conséquence, il nous a paru nécessaire de conserver certaines explications du fonctionnement de ces montages. Mais, naturellement, nous avons largement favorisé les montages à transistors.

Enfin, nous avons introduit un chapitre supplémentaire traitant des circuits intégrés.

PRINCIPES GÉNÉRAUX

CHAPITRE 1

LES IMAGES ET LA VISION

Qu'est-ce qu'une image? C'est la conscience que nous prenons d'un aspect du monde extérieur, par l'intermédiaire d'un capteur, l'œil, sensible à un ensemble de radiations constituant la lumière « visible »; les messages sensoriels délivrés par ce capteur sont envoyés aux centres supérieurs du cerveau où leur interprétation donne lieu à telle ou telle sensation lumineuse, traduisant avec une fidélité plus ou moins grande la réalité physique.

Avant d'entrer dans le vif de notre sujet, la transmission des images, nous rappellerons brièvement quelques notions élémentaires sur les deux phénomènes que nous venons d'évoquer : le premier, physique *et* objectif, *a trait à la nature de la lumière et à ses diverses sources possibles; le second,* physiologique, *psychique et, donc,* subjectif, *concerne le sens de la vision dont il est utile de connaître les caractéristiques de réaction et les limites. C'est, en effet, en tirant parti des « faiblesses » de la vision humaine que les techniques de reproduction d'images ont pu parvenir à recréer l'illusion de la réalité avec une fidélité satisfaisante, en faisant un choix judicieux entre les « informations » utiles et les secondaires (redondantes) dans la myriade de données informatiques caractérisant chaque aspect du monde extérieur.*

1. — La lumière

Nous commencerons ce chapitre par un paradoxe; la lumière blanche n'existe pas dans la nature. En fait, la sensation de « blanc » nous est procurée par la perception simultanée d'un ensemble de radiations, ainsi que le démontre, par analyse, l'expérience bien connue du prisme de Newton (fig. 1-1). En projetant un faisceau de lumière blanche, fourni par le soleil ou par une lampe à filament incandescent, au travers d'un prisme, sur un écran, on observe sur ce dernier une bande lumineuse dont la teinte *varie de façon progressive du rouge au violet,* en passant par l'orangé, le jaune, le vert, le bleu, l'indigo.

Si l'on déplace le long de ce spectre coloré un instrument mesurant l'énergie de radiation, on peut relever, point par point, une courbe indiquant la composition « spectrale » de la lumière blanche étudiée. Notons qu'au-delà des deux extrémités de la bande spectrale, on mesure encore une certaine énergie provenant de radiations non perceptibles par l'œil : en deçà du rouge, ce sont les infrarouges, au-delà du violet, les ultraviolets.

Si l'on isole une mince fraction du spectre de décomposition de la lumière blanche par un prisme, par exemple en pratiquant une fente sur l'écran, on constate que le pinceau de lumière colorée ainsi obtenu ne peut plus être décomposé, ni par un prisme, ni par aucun autre moyen. Il s'agit d'une radiation pure, dite *monochromatique.*

Ces radiations monochromatiques ne sont autres que des ondes du type électromagnétique, caractérisées, comme les ondes hertziennes, par une longueur d'onde λ et une fréquence f bien déterminées, liées entre elles par la relation :

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

v étant la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques, approximativement égale à 300 000 km/s, dans le vide absolu.

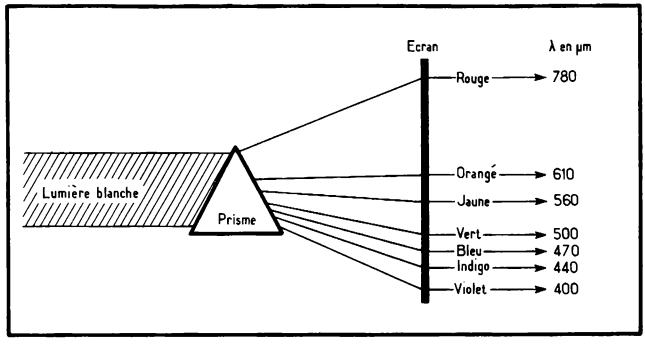


Fig. 1-1. — Décomposition de la lumière blanche par un prisme.

L'ensemble des radiations lumineuses perceptibles par l'œil constitue ainsi une étroite fenêtre dans le vaste spectre des radiations électromagnétiques que l'on peut rencontrer dans la nature : cette fenêtre est limitée en haut (en fréquence) par les ultraviolets ($f > 7{,}9 \times 10^8$ MHz; $\lambda < 380$ nm), en bas par les infrarouges ($f < 3{,}85 \times 10^8$ MHz; $\lambda > 780$ nm), comme le montre la figure 1-2.

En général, l'œil observe des mélanges de lumières monochromatiques dans différentes proportions. Ces mélanges peuvent lui fournir *la sensation d'autres couleurs* que les couleurs monochromatiques que nous venons ainsi

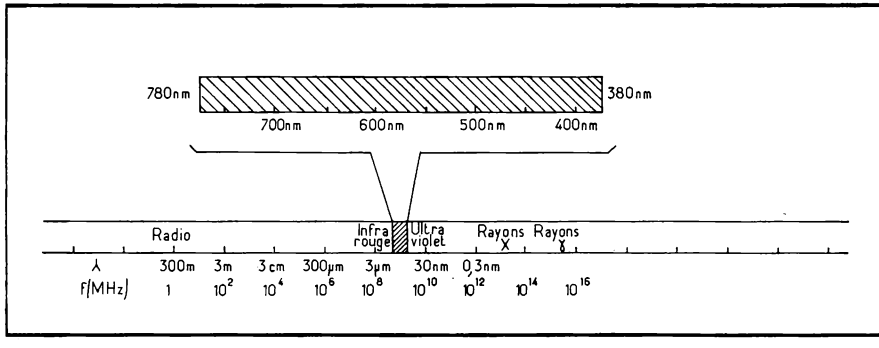


Fig. 1-2. — Les radiations lumineuses visibles ne constituent qu'une faible fraction de l'ensemble des radiations électromagnétiques.

de définir et qui, seules, existent objectivement (ainsi le « blanc » est un certain mélange de toutes les radiations du spectre visible). Afin de ne pas établir de confusion entre le phénomène physique (les radiations lumineuses) et le phénomène psycho-physiologique (la perception de ces radiations par l'œil et l'interprétation de cette perception par le cerveau), il importe de déterminer tout d'abord les caractéristiques des radiations lumineuses et les lois auxquelles elles répondent.

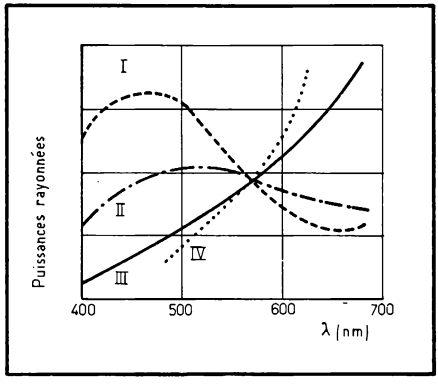


Fig. 1-3. — Quelques exemples de courbes de distribution spectrale : I, lumière du ciel bleu ; II, lumière solaire moyenne ; III, lampe à filament de tungstène, et IV, à filament de carbone.

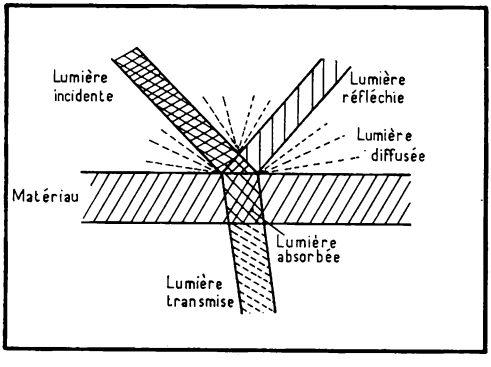


Fig. 1-4. — Différents modes de transmission de la lumière suivant la nature du matériau éclairé.

Nous avons déjà vu que toute radiation monochromatique était caractérisée par une longueur d'onde (ou une fréquence). D'autre part, la puissance transportée par cette radiation est également une de ses caractéristiques : cette puissance est exprimée par le « flux énergétique ». C'est la puissance (en watts) transportée par un faisceau de radiations à travers une section de 1 cm^2.

Dans le cas, le plus fréquent, où le rayonnement lumineux est constitué par un ensemble de radiations monochromatiques, on peut établir la courbe de répartition de l'énergie en fonction de la longueur d'onde : c'est la courbe de distribution spectrale de l'énergie lumineuse, caractéristique fondamentale de tout rayonnement lumineux (voir les exemples de la fig. 1-3).

Les rayonnements lumineux peuvent parvenir à notre œil soit directement, à partir d'une source (mono- ou polychromatique), soit indirectement, par l'intermédiaire d'objets éclairés par cette source. Ces objets peuvent altérer plus ou moins le rayonnement original suivant qu'ils absorbent ou réfléchissent, de façon préférentielle, tout ou partie du spectre reçu. Ainsi peut-on dire que *les objets n'ont pas de couleur propre.* La couleur que nous percevons pour chacun d'eux dépend du spectre de la source qui les éclaire,

du mode de transmission propre à la matière composant l'objet et à la façon dont on l'observe (fig. 1-4 : réflexion, diffusion, absorption) et, enfin, de la sensibilité différentielle de l'œil pour les différentes fréquences de radiations, que nous étudierons plus loin. On peut ainsi classer les matériaux suivant leur comportement lorsqu'ils sont éclairés en lumière blanche :

— Ils sont *incolores* s'ils se laissent traverser de façon égale par toutes les radiations du spectre visible;

— Ils sont *blancs* s'ils diffusent dans toutes les directions et de façon égale, toutes les radiations de ce spectre;

— Ils sont *noirs* s'ils absorbent toutes les radiations visibles;

— Ils sont *colorés* s'ils absorbent ou diffusent inégalement ces radiations en fonction de leur longueur d'onde.

2. — L'œil humain — La vision achrome et polychrome

La constitution de l'œil est comparable à celle d'une chambre photographique. En fait, celle-ci s'est inspirée de celui-là. La « chambre noire » de l'œil (fig. 1-5) est constituée par un volume sphérique empli d'une humeur vitrée; l'objectif, par la cornée et le cristallin; le diaphragme, par l'iris, percé d'un trou de diamètre variable, la pupille; et la surface photosensible, par la rétine. Il y a même un obturateur : la paupière.

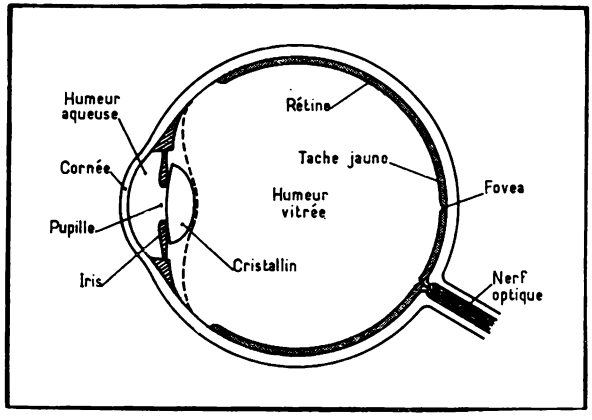


Fig. 1-5. — Coupe montrant de façon simplifiée la constitution de l'œil.

Le cristallin, objectif à accommodation automatique, forme, sur la rétine, une image dont l'intensité lumineuse dépend de l'ouverture de l'iris, diaphragme également automatique, asservi à l'énergie lumineuse incidente. Mais, alors que la pellicule photographique n'est impressionnable qu'une fois pour toutes, et de façon irréversible, par la lumière, la rétine est constituée par une myriade de capteurs photosensibles fournissant *à chaque instant* des informations correspondant à l'intensité et à la teinte de la radiation lumineuse reçue.

Les capteurs qui forment la rétine sont les terminaisons sensibles d'une grande quantité de fibres nerveuses, issues d'un seul faisceau, le nerf optique, chargé de transmettre les informations sensorielles au cerveau. Ces cellules terminales, très petites (1 à 5 μm), sont désignées, suivant leurs formes, sous les termes de *cônes* ou de *bâtonnets*.

Pour la compréhension de ce qui suit, il nous suffira de savoir que la grande majorité des cônes possèdent une liaison nerveuse individuelle au cerveau, alors que les bâtonnets sont reliés par grappes, pouvant grouper

des milliers de ces éléments, à un même filet nerveux. On comprend alors que les cônes nous fourniront les messages sensoriels *les plus précis*, et que, en revanche, les bâtonnets seront encore *sensibles* à des niveaux d'énergie lumineuse très faibles, pour lesquels les cônes ne fournissent plus d'informations.

Si l'on examine la surface rétinienne au microscope, on constate que la densité des cônes est beaucoup plus grande que celle des bâtonnets dans une zone relativement restreinte, située à l'opposé, sur un axe horizontal, du trou de la pupille et nommée *tache jaune*. Le centre de cette zone, appelé *fovea*, d'un diamètre de 0,5 mm, est totalement démuni de bâtonnets. Lorsque nous voulons voir le maximum de détails d'un objet, nous orientons automatiquement notre œil de telle façon que l'image rétinienne se forme sur cette zone de finesse maximale.

Une autre distinction physiologique est à établir entre cônes et bâtonnets : les premiers sont seuls sensibles à la vision des couleurs, donc à la fréquence des radiations; les seconds ne fournissent que des informations concernant la luminosité globale de l'objet examiné (c'est-à-dire l'énergie des radiations incidentes).

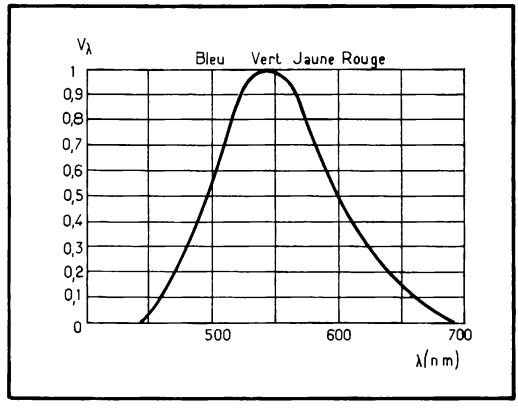


Fig. 1-6. — Courbe de sensibilité relative de l'œil humain en fonction des longueurs d'onde des radiations perçues (vision diurne).

Diverses théories ont été proposées pour expliquer le mécanisme de la perception des couleurs. On peut se rallier à la théorie admise le plus généralement, qui veut qu'il y ait trois sortes de cônes, les uns sensibles à une bande de fréquences centrée sur le rouge, d'autres à une bande centrée sur le vert et d'autres, enfin, à une bande centrée sur le bleu. Cette théorie a d'ailleurs été confirmée par les travaux des prix Nobel de médecine de 1967 (R. GRANIT, H.K. HARTLING et G. WALD).

Le fait que les cônes (beaucoup moins sensibles que les bâtonnets) sont seuls responsables de la perception des couleurs explique que la vision colorée n'existe plus aux faibles niveaux d'éclairement (vision crépusculaire).

2-1. — *COURBE DE SENSIBILITÉ RELATIVE DE L'ŒIL*

L'œil présente une sensibilité variant en fonction de la longueur d'onde des variations perçues. Autrement dit, pour obtenir la même sensation subjective de luminosité, il faudra éclairer l'œil avec des puissances lumineuses différentes, suivant la fréquence ou le spectre de fréquences du rayonnement expérimenté.

Cette sensibilité différentielle de l'œil peut être représentée par la courbe de la figure 1-6, appelée courbe de sensibilité relative.

Les valeurs de sensibilités relatives que l'on peut ainsi relever pour chaque longueur d'onde sont appelées *coefficients d'efficacité* lumineuse relative ($V\lambda$) et leur valeur varie entre 1 (maximum de sensibilité pour le vert; $\lambda = 550$ nm) et 0 (extrémités du spectre visible).

Nous avons groupé dans le tableau ci-après quelques valeurs de ces coefficients :

λ (nm)	$V\lambda$	λ (nm)	$V\lambda$	λ (nm)	$V\lambda$
475	0,112 6	515	0,608 2	645	0,138 2
480	0,139 0	520	0,710 0	650	0,107 0
485	0,169 3	550	1,000 0	655	0,081 6
490	0,208 0	600	0,490	660	0,061 0
495	0,258 6	625	0,321 0	665	0,044 6
500	0,323 0	630	0,265 0	700	0,001
505	C,407 3	635	0,217 0	750	0,000 1
510	0.503 0	640	0,175 0	770	0,000 0

On a donc été amené à définir de nouvelles grandeurs et unités photométriques « subjectives », c'est-à-dire tenant compte de la courbe de sensibilité relative de l'œil. Nous nous contenterons ici de préciser deux de ces unités seulement, qui nous seront utiles par la suite.

Le *lumen* (lm), unité de mesure du *flux lumineux*, est lié au flux énergétique par la relation exprimant la quantité de flux lumineux Φ :

$$\Phi = 680\ P\lambda . V\lambda,$$

dans laquelle $P\lambda$ est la puissance en watts émise par la source pour la longueur d'onde λ, et $V\lambda$ le coefficient de sensibilité relative pour cette longueur d'onde. Autrement dit, un flux énergétique de 1 W dans le vert (550 nm) donne un flux lumineux de 680 lm.

L'*éclairement*, exprimé en *lux* (lx), est la quantité de flux lumineux Φ (lm) reçu par unité de surface (m^2) :

$$E = \frac{\Phi}{S}.$$

2-2. — *INTÉGRATION DE LA VISION POUR UN RAYONNEMENT A SPECTRE POLYCHROMATIQUE*

L'observation du spectre de décomposition de la lumière blanche par un prisme nous amène à quelques réflexions. Ce spectre présente toutes les radiations de fréquences comprises dans l'étroite fenêtre d'ondes électromagnétiques perceptibles par l'œil humain. Et pourtant, il est loin de nous offrir *toutes* les couleurs dont nous pouvons avoir la sensation.

C'est que l'œil ne fait pas de distinction fondamentale entre une radiation monochromatique (dont le spectre consiste en une raie d'énergie de fréquence bien déterminée) et un rayonnement à répartition spectrale discrète (c'est-à-dire dont le spectre est constitué par deux ou trois, ou plus, raies d'énergie de fréquences distinctes) ou un rayonnement à répartition spectrale continue (c'est-à-dire dont le spectre présente, sur toute une bande de fréquences, un niveau d'énergie non nul). Dans ces deux derniers cas, le sens de la vision assure une intégration de l'ensemble des radiations perçues et nous procure, de même que pour une radiation monochromatique, une impression déterminée de couleur (ou de blanc, si, ainsi que nous le verrons

plus loin, le spectre est du type continu et d'énergie à peu près égale dans tout le domaine du visible).

Lorsque le rayonnement perçu est constitué par un mélange de radiations situées aux deux extrémités du spectre visible (violet et rouge), l'impression colorée que nous ressentons n'évoque aucune des radiations monochromatiques : la gamme des couleurs subjectives ainsi obtenue s'appelle gamme des *pourpres*.

2-3. — *LUMINANCE, TEINTE ET SATURATION*

Nous voici maintenant en mesure de définir les paramètres psycho-physiologiques, qui nous font différencier une perception colorée d'une autre, et d'établir le lien entre ces paramètres et la réalité physique.

Considérons tout d'abord notre réaction devant une photographie noire et blanche : nous attribuons aux parties blanches de l'image une plus grande luminosité, une plus grande brillance, qu'aux parties grises. Cette luminosité est nulle pour les parties noires. Si nous observons une scène en couleurs, la même distinction est établie entre les parties violemment éclairées de la scène, et celles placées dans l'ombre, abstraction faite de toute sensation colorée. Toutefois, en raison de la courbe de sensibilité relative de l'œil, certaines couleurs (le vert, le jaune) nous apparaîtront, à éclairement égal, plus « lumineuses » que d'autres (le bleu, le rouge). Cette sensation de luminosité relative est un des paramètres de la vision : on la désigne sous le terme de *luminance*. Physiquement, elle correspond à l'*énergie lumineuse perçue* (différente de l'énergie lumineuse réellement émise).

L'expérimentation montre que l'œil peut distinguer près de mille niveaux différents de luminance, depuis le seuil de perception jusqu'à l'éblouissement. La luminance peut être exprimée en *candela par mètre carré* (cd/m²). Le candela est une unité d'intensité lumineuse psychophysique (tenant compte de la courbe de sensibilité relative) : pour $\lambda = 550$ nm, 1 W = 680 cd.

Un deuxième paramètre concerne la discrimination des *teintes*. L'œil est capable de distinguer dans le spectre des radiations monochromatiques près de 250 nuances (nous sommes loin des 7 couleurs habituellement attribuées, de façon simpliste et arbitraire, au spectre de décomposition de la lumière blanche fourni par le prisme ou dans un arc-en-ciel). A ce nombre, il faut ajouter les nuances que l'on peut distinguer dans la gamme des pourpres. Physiquement, la notion de teinte est en relation avec les longueurs d'onde prédominantes du rayonnement perçu par l'œil.

Les nuances différenciées dans le spectre et dans les pourpres, en tant que teintes distinctes ou *tonalités chromatiques*, ne fournissent pas la totalité des sensations chromatiques. En effet, pour chaque teinte déterminée, un troisième paramètre est à considérer : celui qui concerne la notion de *pureté de la couleur* (on dit encore de *saturation*). C'est ce qui nous fait distinguer une couleur vive d'une couleur pastel, délavée. Dans le spectre et dans les pourpres, les radiations sont toutes de pureté égale à 1 (ou saturées à 100 %). En ajoutant du blanc à ces couleurs pures, on obtient toute une gamme de couleurs non saturées. Le blanc a une pureté 0 ou une saturation de 0 %. Le nombre de couleurs différenciables, en fonction de leur teinte et de leur saturation, est de l'ordre de 20 000.

On arrive ainsi à un nombre considérable de stimuli (*) visuels différenciables, compte tenu des différents niveaux de luminance, des différentes teintes et des différentes saturations : plus d'un million. (En dessous d'un certain niveau de luminance, les couleurs sont de moins en moins perceptibles; pour des niveaux de plus en plus élevés de luminance, les degrés de diffé-

(*) On appelle *stimulus* toute excitation d'un sens, ici celui de la vision.

renciation vont en s'élargissant, suivant une loi logarithmique, établie par FECHNER, homologue de la loi régissant la sensibilité auditive; ces deux phénomènes réduisent, en fait, le nombre de stimuli visuels différenciables qui, d'après les données précédemment exposées, devraient être de l'ordre de deux millions.)

Les trois paramètres que nous venons de préciser, qui caractérisent à eux seuls tout stimulus visuel, peuvent être représentés spatialement comme le physicien MUNSELL en eut l'idée (fig. 1-7). Nous ne nous étendrons pas sur ce mode de représentation qui n'a qu'un intérêt historique. Retenons simplement que *tout rayonnement peut être défini par sa luminance, d'une part, et par deux paramètres de chromaticité, d'autre part : teinte et saturation.*

2-4. — *ACUITÉ VISUELLE OU POUVOIR SÉPARATEUR DE L'ŒIL*

La nature discontinue de la surface rétinienne explique les limites de l'acuité visuelle : il est en effet évident que, si *deux* sources lumineuses ponctuelles sont suffisamment rapprochées pour que leurs images sur la rétine n'impressionnent qu'un seul cône, le cerveau ne recevra qu'*une seule* information sensorielle. Comme on connaît, approximativement, la distance séparant deux éléments rétiniens dans la zone la plus précise (la tache jaune), soit environ 2,5 μm, et la distance focale du cristallin, environ 2 cm, il est facile d'en déduire l'angle minimal que doivent faire deux rayons lumineux pour être perçus de façon distincte. Cet angle est d'une demi-minute.

En fait, on admet une moyenne d'une minute pour le pouvoir séparateur d'un individu à vision normale.

Cette limite de l'acuité visuelle est très importante dans le domaine qui nous occupe. Il serait, en effet, bien inutile de reproduire des images avec une finesse, une définition (c'est-à-dire un certain nombre de points différenciés en brillance par unité de surface) qui ne soit pas en rapport avec cet « angle séparateur » d'une minute, d'une part, et avec la distance d'observation moyenne, d'autre part.

Nous venons de préciser « différenciés en brillance », car le raisonnement que nous venons de tenir n'est valable, en toute rigueur, que pour un éclairement en lumière monochromatique où le cristallin de l'œil accommode exactement en fonction de la radiation reçue (ainsi l'éclairage en lumière quasi monochromatique par lampes à vapeur de sodium procure une netteté de vision accrue).

Lorsque les radiations perçues couvrent une large bande de fréquences, le cristallin accommode automatiquement, en fonction de la courbe de sensibilité de l'œil, pour la fréquence correspondant au maximum de luminosité relative. Pour la lumière blanche, cette accommodation se fait sur les radiations vertes, et la perte de définition n'est pas très grande. Pour toute lumière polychromatique et surtout pour des plages de couleurs différentes perçues simultanément, il est bien évident que cette accommodation préférentielle se fera au profit de certaines radiations et au détriment d'autres (fig. 1-8).

De plus, des phénomènes psycho-physiologiques entrant en jeu nous font confondre certaines couleurs voisines ou influencent la perception colorée en fonction des composants de couleurs observés simultanément. On peut en conclure, ce que confirme l'expérimentation, que l'acuité visuelle concernant les détails différenciés en teintes est moins grande que celle concernant les détails différenciés en luminosité.

Cette limitation du pouvoir de différenciation spatiale de la vision humaine est un bienfait pour les techniques de reproduction visuelle. En effet, on pourra obtenir, avec des éléments discrets suffisamment petits pour ne pas être discernés par l'œil et juxtaposés de façon très étroite, une impression de plage continue dont la luminance et la chromaticité apparentes seront le

résultat d'une intégration, effectuée par les centres visuels du cerveau, entre les luminances et chromaticités des différents éléments. Ainsi avec des points noirs et des points blancs, en proportions variables, on peut obtenir l'impression de gris. Avec des points de couleurs, on obtiendra la sensation d'une couleur qui peut être très différente des couleurs constituantes : un groupe de points, suffisamment proches pour ne pas être dissociés par l'œil, sera perçu alors comme une source ponctuelle dont le spectre est la somme des spectres de radiation de tous les points du groupe (*cf.* § 2-2 de ce chapitre). (Cela n'est vrai que dans le cas d'une synthèse additive des couleurs, comme nous le verrons dans le chapitre suivant.)

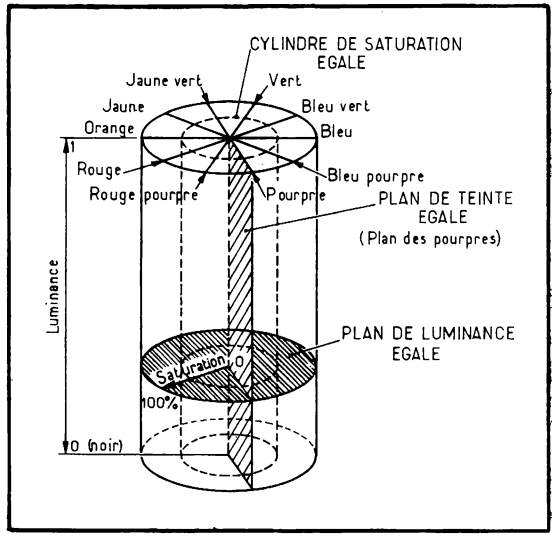


Fig. 1-7. — Représentation spatiale des couleurs imaginée par Munsell.

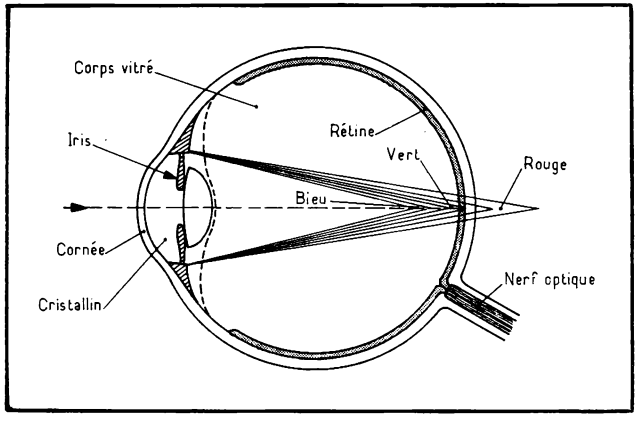


Fig. 1-8. — Phénomène de l'aberration chromatique : l'accomodation se fait sur les radiations du vert, pour lesquelles l'œil présente un maximum de sensibilité, au détriment des radiations rouges et bleues (cas d'un éclairement en lumière blanche).

2-5. — *TEMPS D'ÉTABLISSEMENT ET RÉMANENCE DE LA SENSATION LUMINEUSE*

Une autre caractéristique du mécanisme de la vision est due à ce que l'on pourrait appeler l'inertie du système optique. Cette inertie se manifeste, d'une part, lors de l'établissement de l'impression lumineuse et, d'autre part, lors de la disparition de cette impression.

En vision achrome, si deux éclairs se succèdent avec une rapidité suffisante, ils ne provoqueront que la sensation d'un seul et même éclair de durée égale à la somme des deux. Pour provoquer ce « fondu-enchaîné » de la sensation lumineuse, les excitations successives ne doivent pas être séparées par un intervalle plus grand que 1/15e de seconde environ, durée moyenne de la persistance de la sensation visuelle.

Pour reproduire l'impression d'animation des images, la technique du cinéma, comme celle de la télévision, vont utiliser largement cette propriété de la vision. Il suffira de projeter des images successives, représentant les différentes phases d'un mouvement quelconque, à un rythme supérieur à 15 par seconde. En fait, le cinéma utilise un rythme plus élevé, de même que la télévision (25 images par seconde pour cette dernière, en Europe, et 30 aux U.S.A.), afin d'éviter la fatigue visuelle qui résulterait d'une cadence trop proche de la valeur critique (effet de papillotement).

D'autre part, l'inertie du système visuel fournit la possibilité d'utiliser un certain temps mort entre deux images successives pour procéder, par un moyen mécanique ou autre, à leur changement. Pendant ce temps mort, qui devra être très inférieur à la durée de chaque image, l'œil ne recevra aucune information lumineuse, mais le cerveau n'aura pas le temps de percevoir cette absence de lumière et intégrera les informations discontinues qui lui sont fournies en une sensation d'image continue où ne seront perçus que les changements partiels qui s'y produisent.

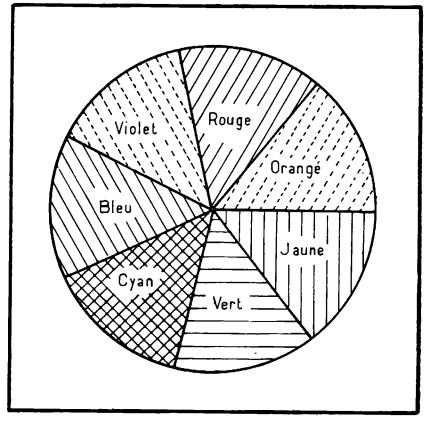


Fig. 1-9. — On peut provoquer la sensation de blanc, par synthèse de quelques-unes des couleurs du spectre, en faisant tourner rapidement un disque colorié comme indiqué dans cette figure.

Cette faculté d'intégration temporelle de la vision est aussi valable pour les stimuli de chromaticités différentes que pour ceux de luminances différentes que nous venons d'étudier (on peut d'ailleurs avoir des stimuli à la fois de chromaticités et de luminances différentes). La sommation de stimuli successifs de chromaticités différentes, suffisamment brefs et rapprochés, produira la même sensation que celle procurée par un rayonnement continu, composé de radiations différentes, chacune ayant la même chromaticité que l'un des stimuli du groupe considéré (*cf.* § 2-2 de ce chapitre). On peut se faire une idée plus claire de ce phénomène avec l'expérience du disque de NEWTON (fig. 1-9).

Si l'on fait tourner rapidement ce disque, partagé en sept secteurs, chacun d'une des couleurs du spectre visible, on le voit, non pas coloré, mais blanc grisâtre. On a réalisé en quelque sorte la synthèse de la lumière blanche, à partir de ses composantes vues successivement.

Dans certaines techniques de reproduction des images en couleurs, techniques dites séquentielles, cette caractéristique de la vision est mise à profit, comme nous l'étudierons par la suite.

CHAPITRE 2

ANALYSE ET SYNTHÈSE DES IMAGES

La reproduction des images, animées ou non, en noir et blanc ou en couleurs, n'est possible que grâce à l'exploitation de certaines propriétés et tolérances de la vision humaine, étudiées dans le chapitre précédent.

Quel que soit le procédé de reproduction utilisé, le processus reste le même, dans ses grandes lignes : on décompose en « facteurs premiers » l'image ou la séquence d'images que l'on veut reproduire; cette phase est dénommée analyse. *Les informations, correspondant à cette analyse et recueillies sous une forme ou une autre (chimique en photographie, électrique en télévision), sont ensuite utilisées (soit directement, soit après mise en mémoire, soit après transmission à distance) pour reconstituer, d'une façon incomplète, mais suffisamment fidèle pour l'œil, un simulacre de l'image originale. Cette seconde phase est dite* synthèse.

Au cours de ces deux phases, un certain nombre d'informations est perdu. Nous verrons que l'impression de reproduction fidèle ne dépend pas seulement du nombre d'informations restituées, mais aussi, et surtout, du choix judicieux, en fonction des caractéristiques de la vision humaine, des informations utilisées.

1. — La reproduction des images achromes

1-1. — *QUELQUES PROCÉDÉS CLASSIQUES DE REPRODUCTION*

Les procédés de reproduction photographique offrent, en matière de définition, des qualités largement supérieures à celles exigées en fonction du pouvoir séparateur de l'œil : en effet, ils ne sont limités que par la finesse des particules de l'émulsion photosensible utilisée, qui est toujours du domaine du micromètre. Toutefois, si l'on procède à des agrandissements importants, le « grain » de la photo apparaît alors : la reproduction des détails dont les dimensions sont inférieures, à l'origine, à celle des granules photosensibles, reste évidemment impossible.

En imprimerie, il serait assez difficile, et en tout cas fort coûteux, de reproduire des illustrations avec la même finesse et la même gamme de dégradés entre le blanc et le noir qu'il est possible de le faire avec la photographie. Aussi, partant du principe qu'une sensation de gris peut être obtenue

par un dosage convenable de noir et de blanc, décompose-t-on l'image à imprimer en une multitude de « carrés élémentaires »; en terme de métier, on « trame » l'illustration. Pour une zone gris foncé, chacun de ces carrés comportera plus de noir que de blanc; pour un gris clair, on aura, au contraire, une plus grande proportion de blanc. On voit l'intérêt d'un tel système de reproduction « par tout ou rien » qui permet d'utiliser un support mécanique simple, le cliché, où les zones blanches sont gravées en creux, les noires restant en relief, et qui, convenablement encré, imprimera sur le papier une illustration constituée par la juxtaposition de ces points élémentaires. Si la trame est suffisamment fine et si la distance d'observation est convenable, l'œil ne percevra aucune solution de continuité entre ces points et n'appréciera que les proportions des mélanges de blancs et de noirs, c'est-à-dire la valeur des gris des différentes zones (fig. 2-1).

Au stade actuel du développement de la technique de transmission des images, il n'existe aucun système permettant de transmettre globalement tous les éléments d'information nécessaires pour reconstituer une image.

Aussi la notion de sa décomposition en points élémentaires, que nous venons d'exposer, est-elle très importante pour la compréhension des méthodes utilisées.

Une technique, relativement ancienne déjà, de reproduction à distance d'images fixes, nous permettra d'introduire une autre notion essentielle, celle de la *transmission séquentielle des informations*. Il s'agit de la phototélégraphie, ou bélinographie, du nom de son inventeur Edouard BELIN.

Dans ce procédé, une photographie, placée sur un rouleau tournant à une vitesse uniforme très lente, est « lue » par une cellule photosensible se déplaçant parallèlement à l'axe du rouleau (fig. 2-2). Cette analyse hélicoïdale équivaut à décomposer l'image en un grand nombre de lignes espacées les unes des autres de la valeur du pas de l'hélice; tout au long de chacune de ces lignes, la cellule photosensible fournit un signal électrique, fonction de l'intensité lumineuse réfléchie à chaque instant par le point élémentaire de l'image, placé en face du système optique de concentration. Ce signal, transmis par fil ou par ondes hertziennes, commandera à la réception un système inscripteur qui reproduira l'image originale sur un support animé d'un mouvement synchrone de celui du mécanisme de lecture.

Pour donner l'illusion du mouvement, la technique cinématographique,

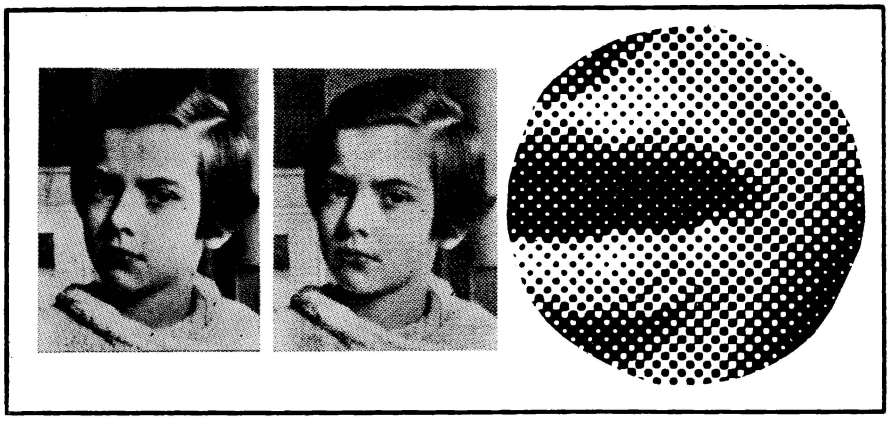


Fig. 2-1. — Principe de la reproduction d'illustrations en imprimerie : suivant la finesse de la trame et la distance d'observation, le caractère discontinu de ce mode de reproduction sera plus ou moins perceptible.

exploitant l'inertie de la sensation visuelle, utilise un procédé de reproduction séquentielle : chaque image, correspondant à une phase de la scène animée enregistrée, est projetée pendant un bref intervalle, puis remplacée par une autre image, correspondant à la phase suivante de la même scène, et ainsi de suite. Il va de soi que, pour que l'œil ne s'aperçoive pas de l'artifice, l'analyse et la synthèse de la scène animée en phases successives sont faites à un rythme très rapide : vingt-quatre par seconde. Le remplacement d'une image par la suivante est effectué mécaniquement, en un temps plus court que la durée de projection de chaque image et pendant lequel un obturateur intercepte le faisceau de projection. L'œil intègre parfaitement ces phases successives (image 1—noir—image 2—noir— etc.) en une impression d'image continue où les mouvements des personnages ou des objets de la scène projetée s'enchaînent sans à-coups.

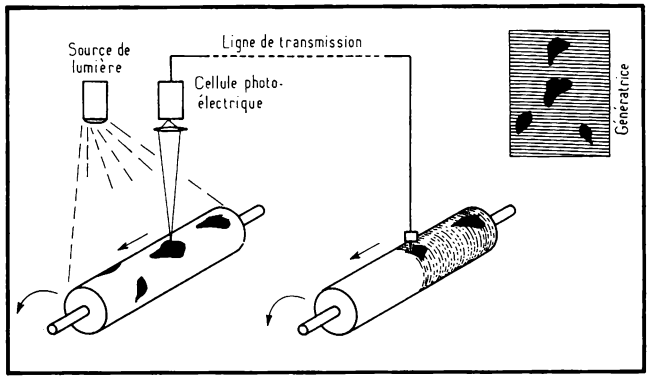


Fig. 2-2. — Principe de la phototélégraphie inventée par E. Belin.

Ce rapide tour d'horizon de quelques-unes des techniques de reproduction des images nous fournit tous les éléments nécessaires pour comprendre le principe du système d'analyse le plus généralement utilisé en télévision.

Comme dans le bélinographe, l'image à retransmettre sera *analysée en un grand nombre de lignes,* chacune étant décomposée en un grand nombre de *points* (comme on appelle les *surfaces élémentaires*) ; mais, en télévision, la vitesse d'analyse sera plus grande, car il s'agit de reproduire des images animées. L'analyse d'une image ne devra donc pas durer plus de 1/25e de seconde. Comme au cinéma, l'illusion de l'animation sera procurée par l'*analyse* et la projection d'*images successives* à un rythme non inférieur à vingt-cinq par seconde. Enfin, il faudra assurer un *synchronisme* rigoureux entre le système d'analyse ligne par ligne et image par image, à l'émission, et le système de reproduction, à la réception.

1-2. — *ANALYSE DE L'IMAGE EN TÉLÉVISION ACHROME*

En quoi consiste exactement l'analyse en télévision achrome?

Il s'agit de décomposer l'image que l'on veut transmettre en un nombre aussi grand que possible de *points élémentaires* (*) et de mesurer la brillance de chacun de ces points, c'est-à-dire sa valeur dans la gamme s'étendant du noir absolu au blanc éclatant, en passant par tous les tons de gris. Les informations fournies par ces mesures permettront ensuite de reconstituer

(*) Précisons que nous utilisons le terme « point élémentaire » pour condenser de façon pratique la notion de zone minimale (ronde ou carrée) différenciée par rapport à ses voisines. Que les puristes nous pardonnent cette approximation !

l'image en attribuant à chaque point élémentaire d'un écran la brillance du point occupant la même place dans l'image d'origine.

Cela impose deux conditions : les dimensions de l'écran de reconstitution devront être dans le même rapport que celles du cadre adopté à la prise de

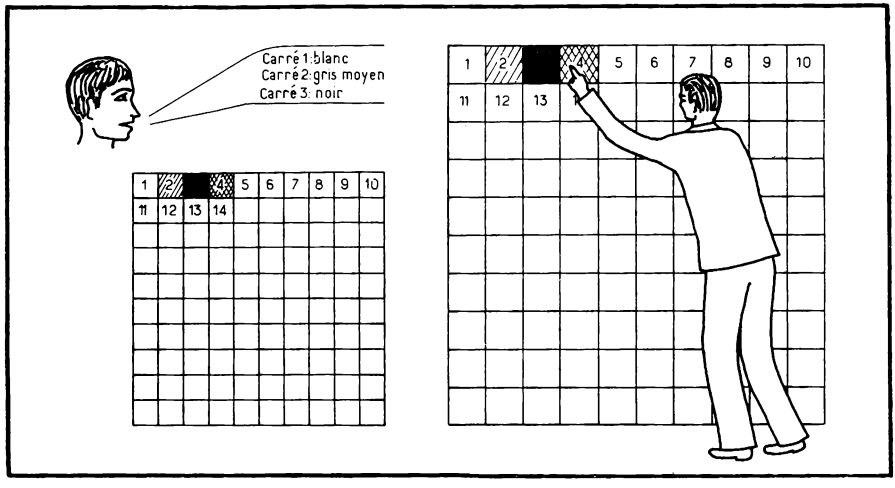


Fig. 2-3. — Le problème que devait résoudre la télévision : transmettre 25 fois par seconde les informations concernant la luminosité de millions de carrés élémentaires constituant l'image de la scène analysée.

vues; d'autre part, il nous faudra en quelque sorte numéroter chacun des points élémentaires de l'image d'origine et attribuer le même numéro à l'information de luminance qui lui correspond, pour pouvoir utiliser cette dernière à sa bonne place, c'est-à-dire l'appliquer au point élémentaire de l'écran de reconstitution portant ce numéro. Une analogie simple nous permettra de clarifier cette notion : supposons deux carrés, divisés tous deux en cent petits « carrés élémentaires » (fig. 2-3). Le premier constitue l'image d'origine, sur laquelle nous voyons que la case 1 est blanche, la case 2, gris clair, la case 3, noire, la case 4, gris foncé, etc. Lorsque nous aurons utilisé toutes les informations fournies par la lecture du premier carré, pour griser, noircir ou laisser intactes les cases correspondantes du deuxième carré, nous aurons reconstitué fidèlement l'image d'origine. C'est ce que réalise la télévision achrome, mais pour des millions de carrés élémentaires, 25 fois par seconde.

Pour fixer les idées, nous indiquons ci-dessous les résolutions respectives, c'est-à-dire le nombre de « points élémentaires » constitutifs, de différents types de reproduction :

Mode de reproduction	Nombre de points élémentaires
Photogravure luxe, format 20 × 25 cm	**2 000 000**
Cinéma 35 mm professionnel	**1 000 000**
Cinéma 16 mm amateur	**200 000**
Cinéma 8 mm amateur	**50 000**

Ce tableau nous laisse présager les immenses difficultés que présenterait la transmission simultanée de tous les éléments nécessaires pour permettre la reconstitution satisfaisante d'une image. Aussi les chercheurs se sont-ils orientés vers une solution plus aisément réalisable : la *transmission successive* des signaux fournis par une *analyse séquentielle* de l'image. La *reconstitution* de cette dernière sera également *séquentielle,* point par point, mettant à profit la rémanence de la sensation lumineuse.

1-2-1. — *Principe de l'analyse TV : le ligne à ligne*

Depuis le disque de NIPKOW, les principes d'analyse de l'image — et de sa reproduction — sont restés sensiblement les mêmes, bien que les moyens techniques utilisés aient considérablement progressé, depuis les systèmes purement mécaniques jusqu'à nos modernes analyseurs et reproducteurs à faisceau électronique.

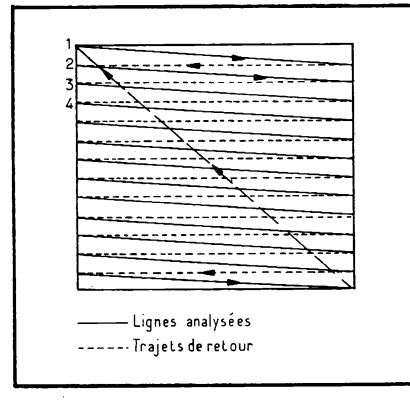


Fig. 2-4. — Système d'analyse adopté en télévision par lignes successivement « lues » de gauche à droite et de haut en bas.

Chaque image est explorée suivant des lignes horizontales successives, de haut en bas, chaque ligne pouvant être elle-même considérée comme analysée point par point, successivement, de la gauche vers la droite. Les dimensions minimales de ces points élémentaires sont évidemment déterminées par le moyen d'analyse utilisé, c'est-à-dire par le diamètre du pinceau électronique, le « spot », comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Un certain arbitraire a présidé à ce choix du mode d'analyse : de haut en bas, et de gauche à droite. On pourrait tout aussi bien l'effectuer en lignes verticales et en commençant à droite, par exemple. On peut aussi imaginer d'autres lois de décomposition de l'image : l'une d'elles, l'analyse en spirale, en partant du centre de l'écran, a trouvé, en particulier, des applications dans le domaine dit de la télévision en circuit fermé.

Nous n'examinerons ici que le principe d'analyse adopté, avec quelques variantes quantitatives, par toutes les normes de télévision. Le pinceau explorateur — peu nous importe, pour l'instant, sa nature — parcourt l'image, partant du coin supérieur gauche et allant jusqu'à l'extrémité droite d'une première ligne, légèrement descendante. Il revient ensuite, très rapidement et sans remplir sa fonction d'analyse, à l'extrémité gauche de la deuxième ligne et repart vers la droite. Exactement, en somme, comme nous faisons lorsque nous lisons la page d'un livre. Il parcourt ainsi toutes les lignes jusqu'à la dernière, au bas de l'image : lorsqu'il arrive à l'extrémité droite de cette ligne, il remonte rapidement, en diagonale et sans remplir sa fonction d'analyse, jusqu'au coin supérieur gauche, à partir duquel il recommence un nouveau cycle, identique au précédent (fig. 2-4).

Il est bien évident que pour reconstituer fidèlement l'image, le système de reproduction devra être parfaitement synchrone du système d'analyse. Lorsque le pinceau d'analyse explore le point élémentaire situé exactement au premier tiers de la 24e ligne, par exemple, le pinceau de reconstitution — dont nous préciserons également la nature par la suite — devra utiliser l'information reçue à cet instant pour illuminer avec plus ou moins d'intensité le point de l'écran situé non moins exactement au premier tiers de la 24e ligne.

Comme il serait difficile d'obtenir à distance une pareille précision de synchronisation et comme, d'autre part, il serait trop complexe d'envoyer, en même temps que les informations de luminosité, des informations indiquant, à chaque instant, le point exploré, on a adopté un moyen terme : chaque fois que le pinceau analyseur arrive à la fin d'une ligne et repart vers la gauche pour commencer la suivante, un « *top* » *de synchronisation* est émis, qui asservit le système reproducteur à effectuer le même changement de ligne.

Lorsque le pinceau analyseur arrive à la fin de la dernière ligne, en bas de l'image, et remonte en diagonale jusqu'au début de la première ligne de l'image suivante, un « top » est également émis, différent des tops de lignes pour permettre son identification, et asservissant, de la même façon, le système de reproduction à commencer la reconstitution d'une autre image.

Ce mode de remise en phase de ligne en ligne et d'image en image est parfaitement suffisant pour assurer un synchronisme satisfaisant entre le processus d'analyse et celui de reconstitution.

1-2-2. — *Analyse et synthèse par trames entrelacées*

Au cinéma, il suffit de projeter 24 images par seconde pour provoquer l'illusion du mouvement, sans fatigue pour l'œil. En fait, par suite de certaines caractéristiques de la rémanence de la sensation lumineuse, on pourrait cependant être gêné, à cette cadence, par un effet de scintillement. Aussi chaque image est-elle obturée une fois au cours de sa projection, ce qui procure une cadence double, soit 48 images subjectives par seconde.

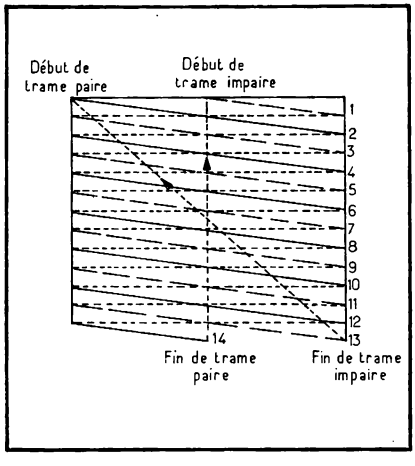


Fig. 2-5. — Principe de l'entrelaçage : on lit d'abord les lignes de rang impair, puis celles de rang pair.

L'effet de papillotement sera encore plus sensible en télévision, puisque chaque image est constituée par l'illumination de points successifs. Il faudrait augmenter le rythme des images jusqu'à 60 par seconde pour éviter cet inconvénient. Ce serait augmenter de façon considérable le nombre d'informations

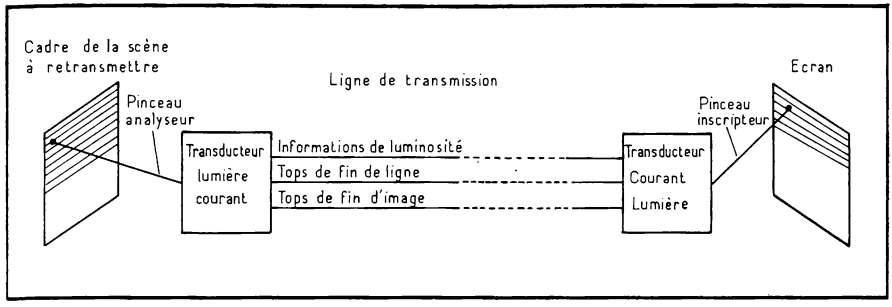


Fig. 2-6. — Synoptique très simplifié d'une transmission TV en noir et blanc.

de luminosité à obtenir, transmettre et utiliser pendant chaque seconde. Pour tourner cette difficulté on a adopté une loi d'exploration plus complexe que celle que nous avons exposée plus haut : le *balayage entrelacé.*

Au lieu d'analyser et de restituer le nombre total des lignes d'une image en une seule fois, on procédera en deux phases successives : pendant 1/50e de seconde, on explore et on reconstitue les lignes de rang impair; pendant le 1/50e de seconde suivant, les lignes de rang pair (fig. 2-5). Chaque ligne impaire étant très voisine de la ligne paire suivante, l'œil ne s'apercevra pas du léger décalage entre deux trames successives. Ainsi, avec cette cadence de 50 trames par seconde (c'est-à-dire 50 demi-images), on évite l'effet du papillotement, sans augmenter le nombre d'informations nécessaires par seconde, puisque le nombre total de lignes par image complète est resté le même.

1-2-3. — *Synoptique simplifié d'une transmission en TV achrome*

Nous voici donc en mesure d'établir, très schématiquement, le synoptique d'un système de transmission d'images (fig. 2-6) en télévision noir et blanc.

Au départ, un ensemble de prise de vues analyse, point par point, ligne par ligne, image par image, la scène à transmettre; la chaîne de transmission amène les informations de luminosité successives, ainsi que les tops de synchronisation de fin de lignes et de fin de trames, jusqu'au récepteur où un système de reproduction reconstituera l'image, suivant le même processus que lors de son analyse.

Nous étudierons dans le chapitre suivant la cheville ouvrière, pouvons-nous dire, des systèmes de télévision actuels : le *canon à électrons.* Grâce à lui, nous obtenons ce pinceau utilisé pour mesurer, à l'analyse, l'intensité lumineuse de chaque point de l'image et la restituer avec fidélité, lors de la synthèse.

2. — La reproduction des images en couleurs

Les propriétés de la vision, que nous avons étudiées dans le chapitre précédent, rendent possible une reproduction des couleurs satisfaisante pour notre œil, bien qu'incomplète.

Tous les procédés de reproduction des couleurs s'appuient sur les principes de la trichromie, élaborés par YOUNG, MAXWELL et HELMHOLTZ, d'après lesquels on peut pratiquement recréer presque toutes les sensations colorées

que nous procure l'observation directe du monde, par mélange de trois couleurs judicieusement choisies. Ces couleurs, dites *primaires,* seront choisies différemment suivant que le rayonnement qui parviendra à notre œil sera la *somme* d'un ensemble de radiations engendrées par le système de reproduction, ou le *reste* du spectre d'illumination, après diffusion, absorption, réflexion ou transmission sélective d'une partie des radiations de ce spectre par les matériaux utilisés pour la reproduction.

Dans le premier cas, on dit qu'il s'agit de *synthèse additive,* dans le second de *synthèse soustractive* (bien que le terme soit ici impropre, car il n'y a pas synthèse de différentes radiations, mais élimination de certaines radiations). Avant d'aborder l'étude des mélanges de couleurs, il importe d'établir nettement la distinction entre ces deux modes de synthèse des couleurs.

2-1. — *SYNTHÈSES SOUSTRACTIVE ET ADDITIVE*

2-1-1. — *Mélanges soustractifs - Les filtres*

L'exemple le plus significatif de l'obtention de couleurs par mode soustractif nous est donné par les filtres sélectifs. De tels filtres modifient, par transmission sélective, la composition spectrale du rayonnement qui les traverse. Un filtre rouge, par exemple, soustrait du rayonnement incident la presque totalité des radiations de longueurs d'onde différentes de celle du rouge (ou de celles des rouges, car les filtres « laissent passer » une bande plus ou moins large de radiations centrée autour de la couleur préférentielle). Si le rayonnement incident ne comporte pas de radiations rouges et si le filtre est parfait, il ne sortira aucune lumière du filtre.

Cette propriété des filtres se traduit par des courbes caractéristiques, dites *courbes de transmittance* (fig. 2-7), donnant, en pour cent, l'énergie lumineuse transmise en fonction de la longueur d'onde. Un filtre gris agirait sur le niveau de l'énergie lumineuse, de façon égale pour toutes les longueurs d'onde.

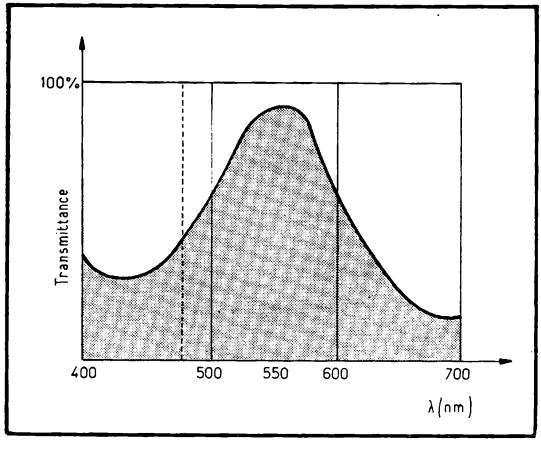
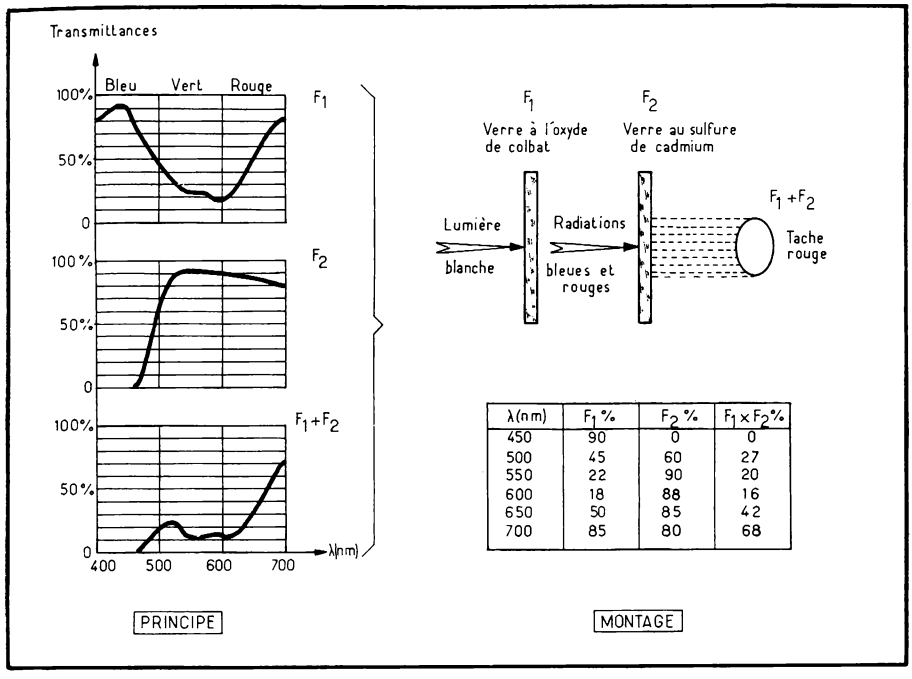


Fig. 2-7. — Exemple de courbe de transmittance d'un filtre coloré (vert-jaune).

En associant plusieurs filtres, en série sur le trajet du rayonnement incident, on peut ainsi séparer une bande plus ou moins étroite de radiations (fig. 2-8), l'atténuation résultant pour chaque longueur d'onde étant le produit des atténuations de chaque filtre pour cette même longueur d'onde.



λ(nm)	F_1 %	F_2 %	$F_1 \times F_2$ %
450	90	0	0
500	45	60	27
550	22	90	20
600	18	88	16
650	50	85	42
700	85	80	68

Fig. 2-8. — Effet de la combinaison de deux filtres colorés.

Ces mêmes notions peuvent être étendues aux objets qui nous transmettent la lumière par réflexion ou diffusion, sélective ou non. On les caractérisera par des *courbes de réflectance* donnant, en pour cent, la quantité d'énergie lumineuse réfléchie (ou diffusée) en fonction de la longueur d'onde. La courbe de réflectance d'un objet rouge (éclairé en lumière blanche) présenterait ainsi un maximum pour le rouge et une atténuation plus ou moins prononcée pour les autres radiations. Eclairé en lumière jaune ou bleue cet objet nous apparaîtrait presque noir.

De même que pour les filtres, on peut associer des matériaux présentant des courbes de réflectance différentes : c'est ce que l'on fait en mélangeant des peintures ou des encres de couleurs distinctes. Le résultat obtenu (fig. 2-9) peut être prévu en combinant les différentes courbes de réflectance, encore que, le plus souvent, ce mode de combinaison soit assez complexe : à la fois du type soustractif et du type additif.

On notera que le mode de mélange soustractif des couleurs est un processus purement physique, par élimination : l'œil perçoit les radiations restantes, couvrant une bande étroite de fréquences qui déterminent la couleur de l'objet observé. Toutefois, dans le cas où les courbes de réflectance (ou de transmittance) du matériau examiné sont telles que, seules, les extrémités du spectre (violet et rouge) sont transmises simultanément, le processus psychophysiologique de sommation des couleurs entre alors en jeu et nous fait percevoir un pourpre (couleur subjective, rappelons-le).

2-1-2. — *Mélanges additifs*

La méthode de mélange additif des couleurs fait intervenir le phénomène psycho-physiologique du sens de la vision, lui permettant d'intégrer la

perception simultanée de radiations de différentes longueurs d'onde en une sensation bien déterminée de couleur.

C'est le même phénomène qui nous procure la sensation de blanc lorsque nous percevons, à énergie égale, l'ensemble des radiations du spectre visible.

Il s'agit donc bien ici d'une *synthèse* réalisée par les centres de la vision du cerveau, qui effectuent la *sommation* des radiations composantes fournies par le système de reproduction. Ce système peut être constitué, par exemple, par plusieurs projecteurs de lumière colorée (sources de lumière blanche rayonnant au travers de filtres colorés) ; en réglant ces projecteurs pour que leurs faisceaux se croisent en un même point, on réalise bien, en ce point, un mélange additif dont on pourra régler les proportions en agissant sur les intensités des différents projecteurs colorés.

L'étude des sensations de couleurs déterminées par de tels mélanges additifs fait l'objet de la *colorimétrie,* dont nous n'aborderons que les points indispensables à la compréhension de la télévision en couleurs, points qui nous conduiront aux principes de la trichromie.

2-2. — *BASES DE LA COLORIMÉTRIE TRICHROMATIQUE LOIS DE GRASSMANN*

L'expérience fondamentale de colorimétrie, représentée par la figure 2-10, consiste à réaliser l'égalisation des sensations fournies par l'observation de deux plages : l'une éclairée par un flux de lumière colorée quelconque C, l'autre par le mélange d'un certain nombre de lumières colorées dont on peut doser les intensités.

L'expérimentation a montré qu'à l'aide de deux sources colorées seulement, on ne pouvait presque jamais réaliser l'égalisation avec une couleur quelconque C. Avec trois sources colorées (fig. 2-10), on peut généralement le faire, mais pour une valeur bien déterminée de chacun des dosages d'intensité de S_1, S_2 et S_3. Avec quatre sources colorées, ou plus, l'égalisation est toujours possible, mais pour un grand nombre de valeurs des dosages d'intensité de chaque source.

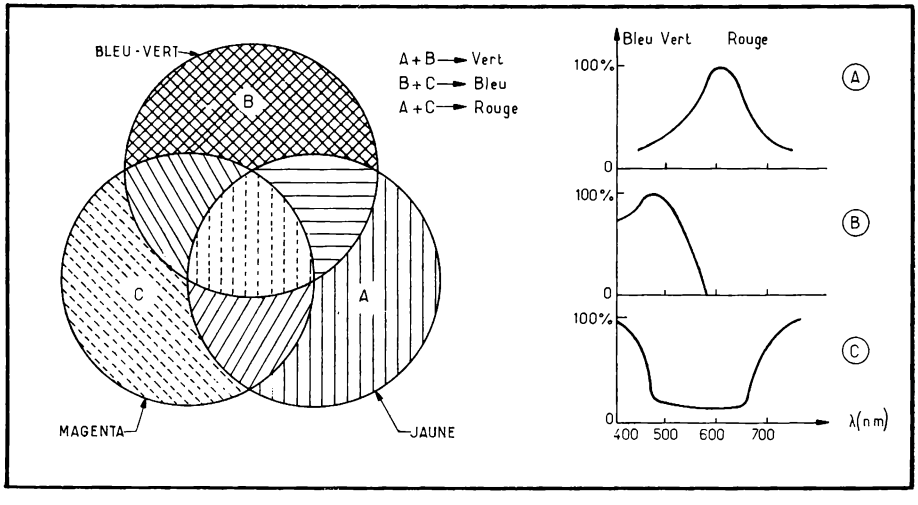


Fig. 2-9. — Mélange soustractif de couleurs obtenu avec des encres ou des peintures de différentes teintes.

Trois couleurs sont donc nécessaires et suffisantes, généralement, pour provoquer la même sensation, lorsqu'elles sont mélangées, que n'importe quelle autre couleur. On a constaté que le « trio » *rouge, bleu, vert* permettait l'égalisation avec le plus grand nombre de couleurs quelconques.

Cependant, certaines couleurs ne permettent pas l'égalisation directe de la figure 2-10. On est alors amené à procéder suivant le montage de la figure 2-11, où la couleur quelconque C, additionnée à la couleur d'une des sources étalonnées S_1, est égalisée avec la somme de S_2 et S_3 :

$$m\,(C) + a\,(S_1) = b\,(S_2) + c\,(S_3)$$

d'où

$$m\,(C) = a'\,(S_1) + b\,(S_2) + c\,(S_3)$$

avec $a' = -a$.

On peut donc toujours écrire :

$$m\,(C) = a\,(S_1) + b\,(S_2) + c\,(S_3),$$

m, a, b et c donnant les valeurs d'intensité des sources colorées C, S_1 S_2, S_3, et a, b ou c pouvant prendre une valeur négative. Ainsi, dans le cas de la figure 2-11, a est négatif.

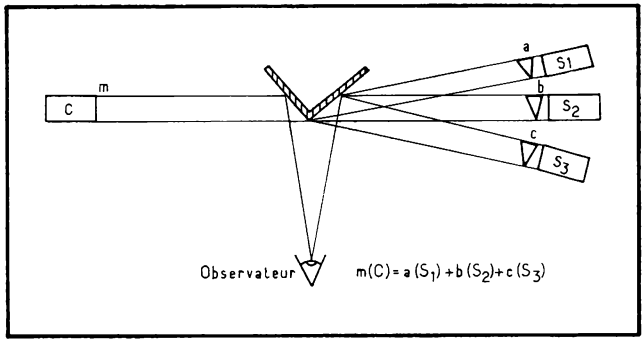


Fig. 2-10. — Expérience fondamentale d'égalisation des couleurs en synthèse additive.

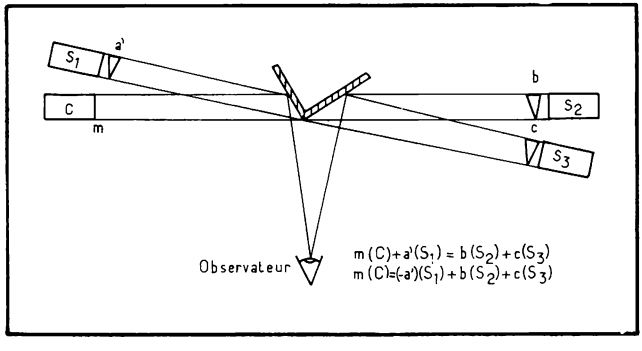


Fig. 2-11. — Autre montage utilisé pour réaliser l'expérience d'égalisation, lorsque la forme directe de la figure 2-10 n'est pas possible.

Telle est la première loi de GRASSMANN : *toute couleur peut être égalisée* (et donc reconstituée) *par la somme de quantités positives ou négatives de trois couleurs dites* primaires, *et ce d'une seule façon.*

La deuxième loi de GRASSMANN précise que, *si l'on fait varier* m, a, b *et* c, *c'est-à-dire l'énergie de chaque source, dans les mêmes proportions, l'équivalence de la première loi reste valable :*

$$k\,m\,(C) = k\,a\,(S_1) + k\,b\,(S_2) + k\,c\,(S_3).$$

Enfin, la troisième loi concerne les mélanges additifs. Si l'on a établi les deux égalisations suivantes :

$$m\,(C_1) = a_1\,(S_1) + b_1\,(S_2) + c_1\,(S_3);$$
$$n\,(C_2) = a_2\,(S_1) + b_2\,(S_2) + c_2\,(S_3);$$

le mélange des couleurs C_1 et C_2 satisfera à l'égalisation :

$$m\,(C_1) + n\,(C_2) = (a_1 + a_2)(S_1) + (b_1 + b_2)(S_2) + (c_1 + c_2)(S_3).$$

Les lois de GRASSMANN nous amènent tout naturellement à essayer de représenter les couleurs suivant un système à trois axes de coordonnées dans l'espace, puisque nous pouvons caractériser toute couleur par trois paramètres et que le mélange additif des couleurs répondra aux lois de l'addition géométrique vectorielle.

2-3. — *REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DES COULEURS EN TRICHROMIE*

Avant d'aborder le mode de représentation des couleurs adopté par la *C.I.E.* (*), il faut préciser deux notions que nous n'avons qu'effleurées jusqu'ici et qui sont indispensables pour la compréhension de ce qui suit. Il s'agit de la définition des différents blancs, d'une part, et des courbes d'égalisation du spectre équi-énergie, d'autre part.

2-3-1. — *Les différents blancs*

Nous avons vu, au premier chapitre, que la sensation de blanc était donnée par la perception simultanée d'un ensemble de radiations dont le spectre couvrait tout le domaine des longueurs d'onde visibles, à énergie à peu près constante.

Le blanc théorique équi-énergie est dit *blanc E*. Sa puissance en fonction de la longueur d'onde est rigoureusement constante (fig. 2-12).

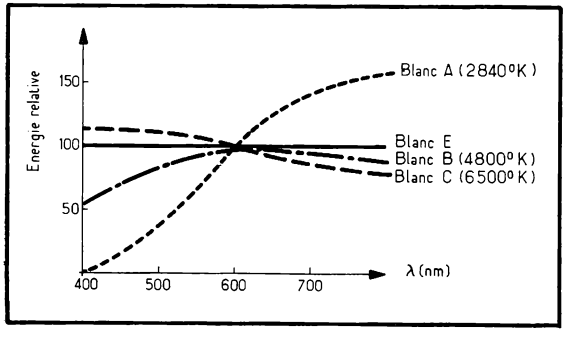


Fig. 2-12. — Courbes d'énergie relative de différents « blancs ».

Parmi les sources nous procurant la sensation de blanc, citons en premier lieu le soleil : son rayonnement direct a une énergie dans les violets et bleus et dans les rouges plus faible que celle du blanc E. Filtré par les nuages, il possède plus d'énergie dans les violets et bleus et moins dans les rouges, toujours par rapport au blanc E.

La *Commission Internationale de l'Eclairage* a défini trois sources étalons,

(*) Commission Internationale de l'Eclairage.

plus précises que le rayonnement solaire et dont la figure 2-12 donne les courbes de répartition de l'énergie en fonction de la longueur d'onde. Ces sources peuvent être assimilées théoriquement à un « corps noir » incandescent, porté à différentes températures (un corps noir ne transmet ni ne réfléchit aucune radiation extérieure, mais émet, lorsqu'il est porté à l'incandescence, un rayonnement couvrant tout le spectre visible de façon plus ou moins inégale, suivant sa température). On définit ainsi :

Le *blanc A,* fourni par une lampe à filament de tungstène en atmosphère gazeuse, et correspondant à une température de corps noir de 2 848 °K;

Le *blanc B,* équivalent à la lumière du jour, à midi, en été, et correspondant à une température de corps noir de 4 800 °K;

Le *blanc C,* équivalent à la lumière solaire filtrée par les nuages et correspondant à une température de corps noir de 6 500 °K.

C'est ce dernier blanc C qui a été choisi comme blanc de référence en télévision.

2-3-2. — *Courbes d'égalisation du spectre équi-énergie Coefficients trichromatiques*

Ces courbes permettent de calculer les quantités relatives des primaires, R, V et B, qu'il faut mélanger pour obtenir l'égalisation avec chacune de toutes les longueurs d'onde du spectre équi-énergie d'une lumière blanche. Il faut, tout d'abord, définir les primaires. Celles-ci ont été choisies, après expérimentation pour déterminer le « trio » optimal assurant l'égalisation avec le maximum de couleurs, comme suit :

Pour le rouge : 700 nm;
Pour le vert : 546,1 nm;
Pour le bleu : 435,8 nm.

Compte tenu de la courbe de sensibilité relative de l'œil, ces primaires, rayonnées à énergies égales (donc donnant le blanc E, si elles sont mélangées), seront perçues séparément avec des luminances relatives, dans les rapports : 1 pour le rouge, 4,59 pour le vert et 0,06 pour le bleu.

En procédant aux mesures d'égalisation de toutes les radiations du spectre avec ces trois primaires, on obtient les courbes de la figure 2-13 donnant, pour chacune de ces radiations, les valeurs relatives r, v et b, nécessaires pour réaliser l'égalisation.

Ces valeurs sont appelées *coefficients trichromatiques* (*). Ainsi que prévu, certaines radiations ne peuvent être égalisées qu'en utilisant une valeur négative d'une des primaires.

Mais les courbes d'égalisation du spectre équi-énergie de la figure 2-13 ne nous permettent que la détermination des coefficients trichromatiques des couleurs spectrales, c'est-à-dire monochromatiques. Pour déterminer ces coefficients pour une lumière colorée à spectre continu, il est plus pratique d'adopter un autre mode de représentation obtenu par projection sur un plan donné d'un système à trois axes de coordonnées R, V et B.

(*) Si R, V et B sont les quantités (ou les puissances, exprimées en watts) de primaires nécessaires pour égaliser une couleur quelconque C, les coefficients trichromatiques de cette couleur sont :

$$r\lambda = \frac{R}{R+V+B}; \quad v\lambda = \frac{V}{R+V+B}; \quad b\lambda = \frac{B}{R+V+B}.$$

Par définition, on a donc toujours : $r\lambda + v\lambda + b\lambda = 1$, et la connaissance de deux de ces coefficients suffit (le troisième se déduisant par simple soustraction).

2-3-3. — *Le système R, V, B de la* C.I.E.

La représentation géométrique qui vient immédiatement à l'esprit est une représentation dans l'espace à trois axes de coordonnées rectangulaires, sur lesquels on porterait, respectivement, les valeurs des coefficients trichromatiques *r*, *v* et *b*.

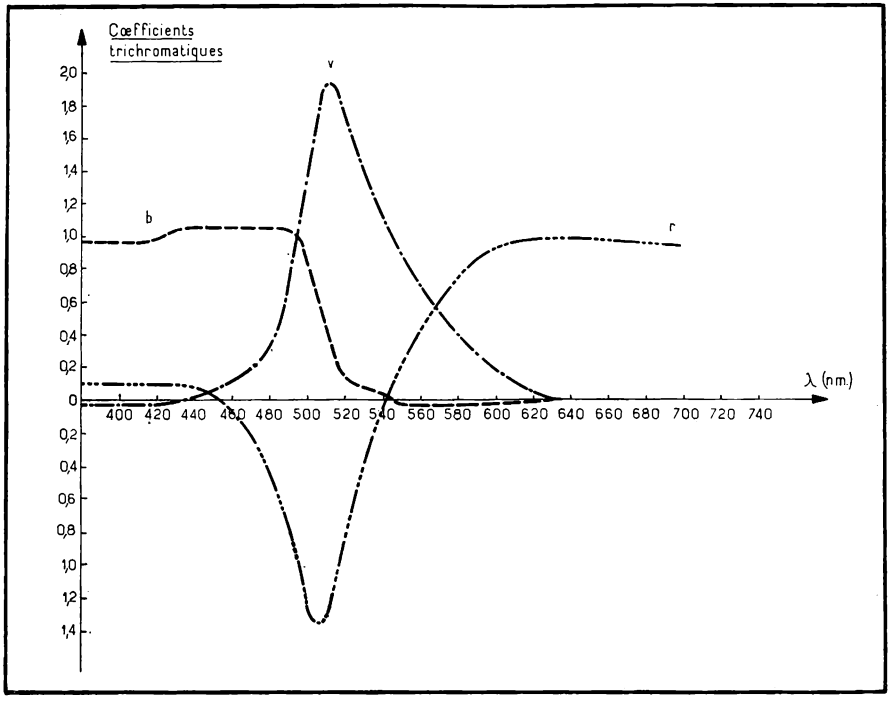


Fig. 2-13, ci-dessus. — Courbes d'égalisation du spectre équi-énergie avec les couleurs primaires rouge (700 nm), vert (546,1 nm), bleu (435,8 nm).

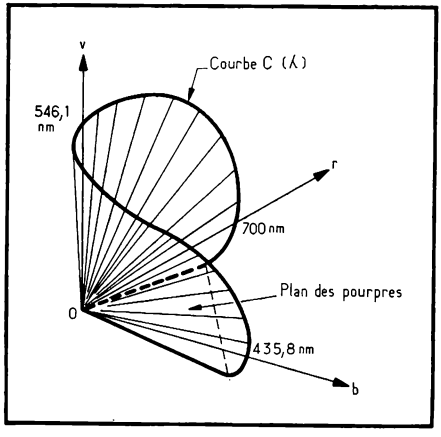


Fig. 2-14, ci-contre. — Représentation des couleurs dans l'espace suivant trois axes de coordonnées rectangulaires, correspondant aux coefficients trichromatiques.

Si nous traçons, suivant ce mode de représentation, tous les vecteurs $\overrightarrow{OC}$ représentatifs des mélanges des trois primaires égalisant toutes les lumières monochromatiques du spectre équi-énergie, depuis 400 nm jusqu'à 700 nm, nous obtenons (fig. 2-14) une courbe gauche, C (λ), lieu des extrémités de tous

ces vecteurs. L'espace délimité par la portion de cône de sommet O et de base C (λ) d'une part, et par le plan déterminé par les rouges et les violets des extrémités du spectre (plan des pourpres) d'autre part, contient toutes les couleurs que l'on peut égaliser par mélange des trois primaires choisies.

L'intersection de ce volume avec un plan déterminé par la valeur unité de chacun des axes O*r*, O*v*, O*b* (c'est-à-dire lieu des points pour lesquels $r + v + b = 1$) a la forme d'une courbe en fer à cheval (fig. 2-15*a*). En projetant cette courbe sur le plan O*r*, O*v*, on obtient une nouvelle courbe (fig. 2-15*b*), à l'intérieur de laquelle sont contenus tous les points représentatifs des couleurs égalisables par mélange des trois couleurs primaires. La connaissance des deux coordonnées *r* et *v* suffit pour définir chacun de ces points, puisque l'on déduit *b* par la relation :

$$b = 1 - (r + v).$$

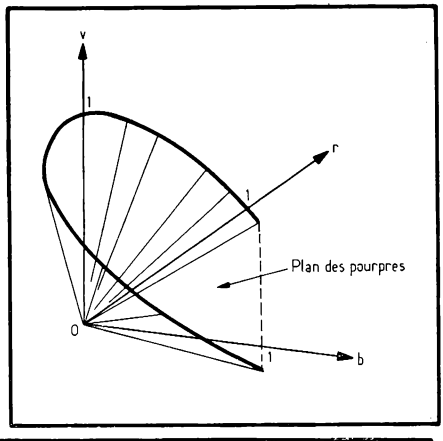
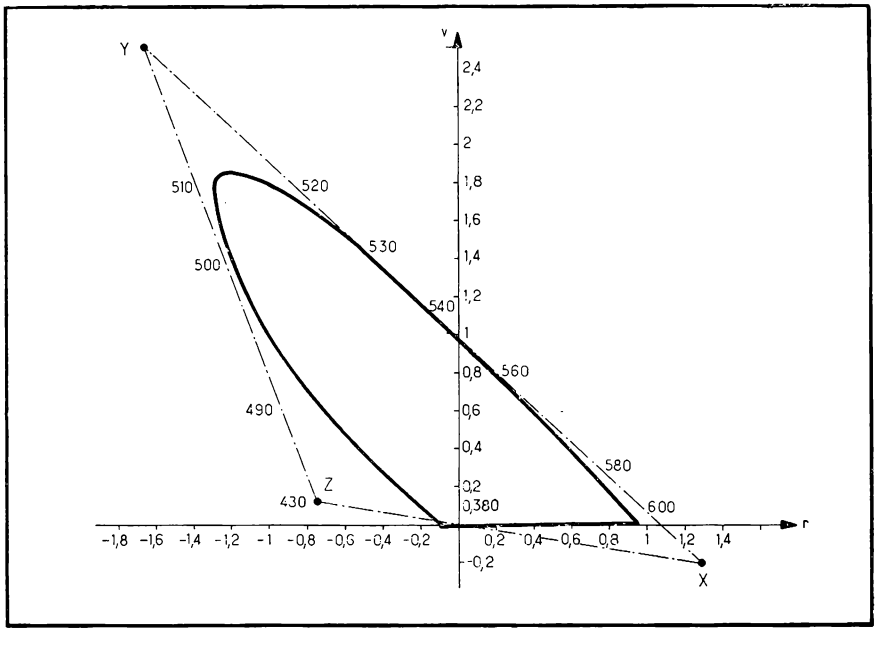


Fig. 2-15. — Ci-contre (**a**), intersection du volume des couleurs de la figure 2-14 par le plan passant par la valeur unité de chacun des axes.

Ci-dessous (**b**), projection de l'intersection du volume des couleurs de la section ainsi définie sur le plan Or, Ov (diagramme de Wright et Guild).



La représentation plane de la figure 2-15*b* est appelée *diagramme de* WRIGHT et GUILD. Elle a de nombreux inconvénients (coordonnées *r* négatives pour un grand nombre de couleurs, luminance n'apparaissant sur aucun axe) qui lui ont fait préférer un autre type de représentation élaboré par la *C.I.E.*

2-3-4. — *Représentation X, Y, Z de la* C.I.E.

Dans le nouveau système, adopté par la *C.I.E.* depuis 1931, on a choisi des primaires irréelles X, Y et Z, telles que les trois axes de coordonnées OX, OY et OZ soient *extérieurs* à l'espace des couleurs réelles, et que les luminances suivant deux de ces axes, OX et OZ, soient nulles. On élimine ainsi les inconvénients du système R, V, B : il n'y a plus de valeurs négatives des coefficients trichromatiques et la luminance est directement accessible sur un seul des axes, OY.

Ce changement d'axes équivaut à transformer le triangle XYZ, dont les côtés sont tangents à la courbe spectrale du diagramme de WRIGHT et GUILD (fig. 2-15*b*), en un triangle rectangle isocèle XYZ (fig. 2-16) à l'intérieur duquel est inscrit le nouveau diagramme des couleurs spectrales, dit diagramme de chromaticité de la *C.I.E.* En fait, Z est la projection d'un axe OZ perpendiculaire au plan de la figure et le diagramme plan peut être considéré comme la projection, sur le plan défini par OX et OY, de la section du volume des couleurs, suivant le nouveau système d'axes, par un plan passant par les points X = 1, Y = 1 et Z = 1.

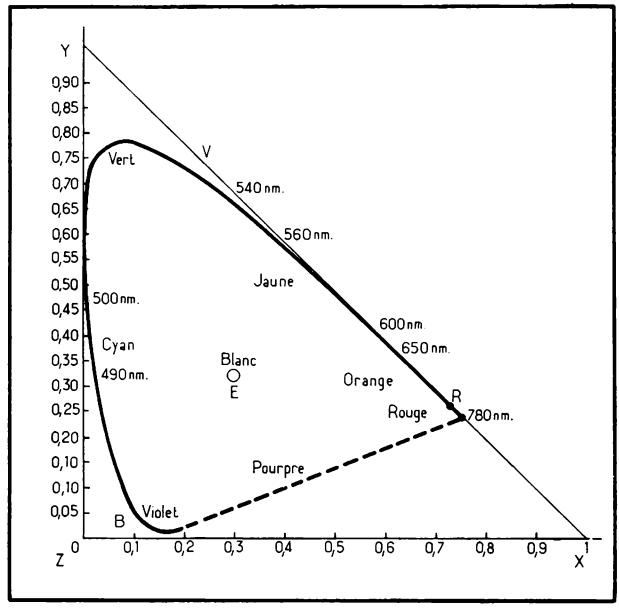


Fig. 2-16. — Représentation plane des couleurs obtenue par transformation du diagramme de Wright et Guild. Ce mode de présentation a été adopté par la C.I.E.

Mathématiquement, le changement de coordonnées correspondant à cette transformation sera de la forme :

$$x = 2{,}769\,0\ r + 1{,}751\,8\ v + 1{,}130\,0\ b;$$
$$y = 1{,}000\,0\ r + 4{,}590\,7\ v + 0{,}060\,1\ b;$$
$$z = 0{,}000\,0\ r + 0{,}056\,5\ v + 5{,}594\,3\ b.$$

Le coefficient z se déduit de la connaissance de x et y par la relation :

$$z = 1 - (x + y).$$

Dans le diagramme de la *C.I.E.*, le blanc équi-énergie E est situé au centre de gravité du triangle OXY, c'est-à-dire au point de coordonnées : $x = 0{,}33$ et $y = 0{,}33$.

Les primaires monochromatiques sont situées aux points R, V et B sur le diagramme de la *C.I.E.*

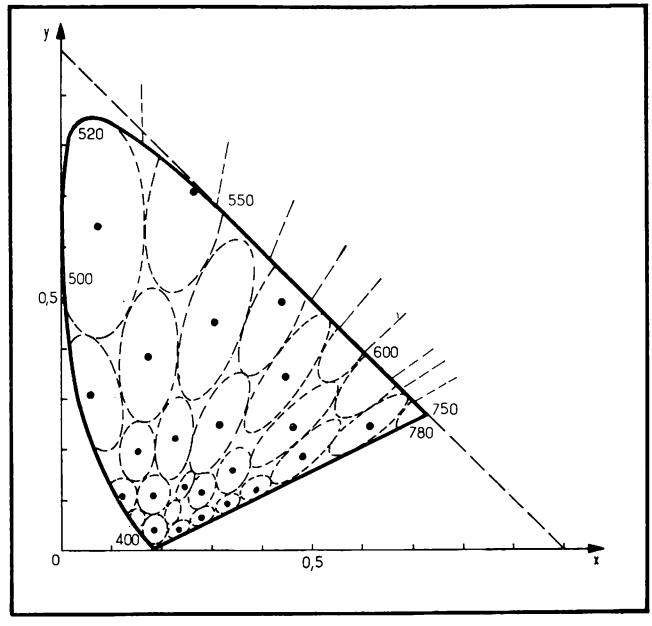


Fig. 2-17. — Ellipses de Mac-Adam (grossies 100 fois) faisant apparaître les axes privilégiés de la sensibilité différentielle de l'œil.

Toutes les couleurs reproductibles avec ces primaires se trouvent à l'intérieur du triangle RVB. Nous ne l'avons pas tracé ici, car, en fait, on utilise en télévision d'autres primaires, non monochromatiques (car les substances luminescentes des tubes cathodiques ne le sont pas), et c'est le domaine de reproductibilité déterminé par les primaires de TVC, que nous préciserons par la suite, qui nous intéresse.

2-3-5. — *Seuils différentiels de chromaticité*

La différence entre deux plages contiguës de même luminance et de couleurs voisines n'est sensible pour l'œil qu'à partir d'un certain degré de différence de couleur, appelé *seuil différentiel de chromaticité.* Nous avions effleuré cette caractéristique de la vision dans le chapitre 1, mais le diagramme de la *C.I.E.* va nous permettre de représenter ce phénomène d'une façon plus tangible.

En effet, si nous traçons, dans ce diagramme, autour d'une multitude de points C, représentant différentes couleurs, les courbes fermées correspondant, pour chacune, aux variations de couleur juste discernables, on obtient une distribution d'ellipses tel que le montre la figure 2-17. Notons que, pour en clarifier la présentation, les courbes tracées sont 100 fois plus grandes qu'en réalité. Cette étude, qui a été menée par Mac Adam, montre que la sensibilité différentielle de chrominance de l'œil a des *axes privilégiés;* elle est relativement faible dans les verts, ce qui justifiera, nous le verrons plus loin, une plus grande tolérance dans la reproduction de ces teintes.

2-4. — *ANALYSE ET SYNTHÈSE EN TVC*
SYNOPTIQUE SIMPLIFIÉ D'UNE TRANSMISSION EN TVC

L'analyse et la synthèse des images en télévision en couleurs s'appuient sur les principes de trichromie que nous venons de définir. On pourrait donc concevoir un système de transmission constitué par trois chaînes du même type que celle utilisée en télévision achrome (fig. 2-18). Trois analyseurs distincts, chacun spécialisé dans une des trois couleurs primaires, rouge, bleu ou vert, fourniront, ligne par ligne et image par image, les informations correspondant aux intensités lumineuses respectives de ces trois primaires. Trois lignes de transmission distinctes achemineront ces informations de couleurs vers le système de reproduction (triple) du récepteur : les trois images aux couleurs primaires, superposées sur un écran, reconstitueront bien, suivant les lois de la synthèse additive, l'image polychrome de la scène analysée.

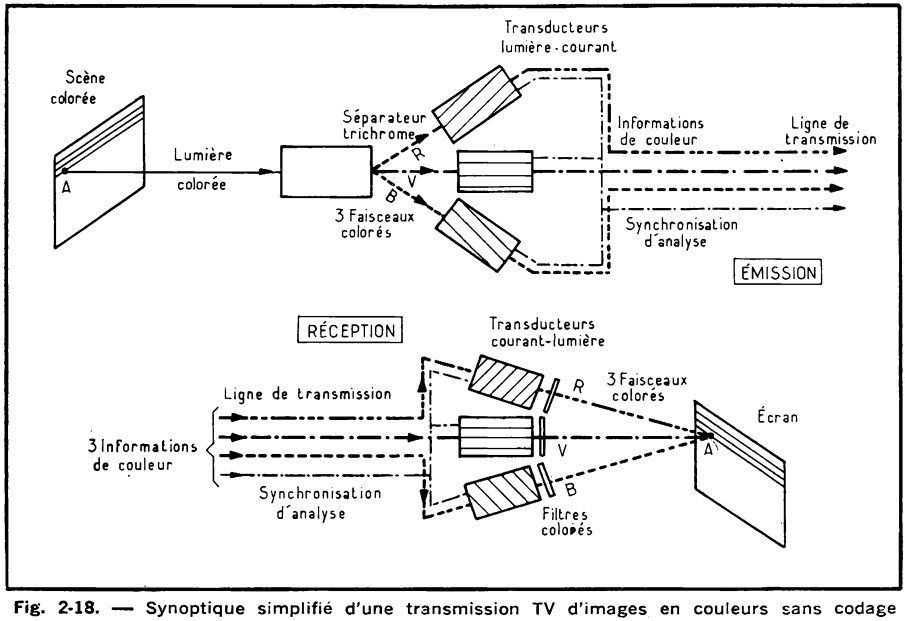


Fig. 2-18. — Synoptique simplifié d'une transmission TV d'images en couleurs sans codage des informations de couleurs primaires.

La synchronisation d'analyse ligne par ligne et image par image, commune aux trois analyseurs et aux trois reproducteurs, sera assurée par la transmission, comme en télévision noir et blanc, de tops de fin de ligne et de fin de trame.

En fait, comme nous le verrons au chapitre 7, ce procédé de triple transmission présente de nombreux inconvénients, dont le moindre n'est pas le fait qu'il est absolument incompatible avec les systèmes de télévision achrome existants. On sera amené à élaborer un système où l'information de luminosité globale de la scène analysée sera transmise comme dans ces derniers systèmes; un mode particulier de codage et de transmission sera adopté pour acheminer les informations spécifiques de la couleur.

CHAPITRE 3

LE CANON A ÉLECTRONS

CRÉATION, MODULATION, CONCENTRATION ET DÉVIATION DU FAISCEAU ÉLECTRONIQUE

Nous savons maintenant que, pour obtenir les informations sur la luminosité, en TV noir et blanc, ou sur les énergies lumineuses correspondant à chacune des trois couleurs primaires, en TV couleurs, pour chaque point élémentaire d'une image et, ensuite, pour reconstituer cette dernière, point par point, à partir des informations transmises, il nous faut disposer d'un moyen d'analyse et de synthèse aussi fin et précis que possible et également très rapide, afin de rester dans les marges de tolérances admissibles en fonction du pouvoir séparateur de l'œil et de la persistance de la sensation visuelle.

Tant que les moyens d'exploration et de reconstitution de l'image ont comporté des éléments mécaniques, la technique de la télévision s'est heurtée à d'immenses difficultés pour améliorer la définition; l'inertie des systèmes mécaniques opposait des obstacles infranchissables, au-dessus de certaines limites, à tout essai d'augmentation de la vitesse d'analyse et de synthèse.

L'application à la télévision des tubes à faisceau électronique — iconoscope de ZWORYKIN *à la prise de vues, tube cathodique, modifié par* ROSING *en particulier, à la réception — a permis de se libérer des sujétions des systèmes mécaniques. En effet, le faisceau d'électrons constitue ce pinceau explorateur idéal que nous pourrons, en le concentrant comme un faisceau optique, rendre extrêmement fin, diriger avec précision et orienter avec rapidité, l'inertie des électrons étant pratiquement négligeable aux ordres de grandeur des vitesses de déviation que nous utiliserons.*

La création du faisceau électronique et les différentes manipulations auxquelles il est soumis (modulation d'intensité, concentration et déviation) sont assurées par un ensemble d'électrodes engendrant des champs électriques et complétées, le cas échéant, par des bobinages créant des champs magnétiques. Cet ensemble d'électrodes, de technologie très différente de celle des tubes à vide classiques, porte le nom de canon à électrons, *à cause de sa forme et aussi de sa fonction qui est de bombarder une cible bien précise.*

Autre différence avec les tubes électroniques utilisés en réception : le vide devra être encore plus poussé dans les tubes à faisceau d'électrons, afin qu'aucun ion (particule d'air résiduel ionisée) ne vienne perturber la trajectoire de ces derniers.

1. — Création du faisceau d'électrons

La source d'électrons utilisée a la même constitution de principe que celle employée dans les tubes électroniques usuels et nommée *cathode*. Notons simplement que nous devons avoir une source assez abondante et quasi ponctuelle pour former un faisceau très dense et très fin. La cathode est constituée par un cylindre creux en nickel, enduit, sur sa face extérieure, d'un mélange d'oxydes de strontium et de baryum. Pour que ces corps émettent des électrons, il faut les porter à une température de près de 2000 °C. Un *filament* logé à l'intérieur de la cathode et isolé par rapport à elle assure son chauffage.

Enfin, pour faciliter l'extraction des électrons et augmenter leur vitesse, on utilise un champ électrique d'accélération obtenu en plaçant à proximité de la cathode une électrode annulaire portée à un potentiel positif par rapport à cette dernière (fig. 3-1).

Nous verrons qu'en pratique ce champ accélérateur est presque toujours obtenu par l'action de plusieurs électrodes successives, portées à des potentiels de plus en plus élevés et remplissant parfois une autre fonction, telle que la concentration du faisceau.

2. — Modulation du faisceau

La modulation du faisceau consiste à agir sur le nombre d'électrons qui le constituent. Dans un tube électronique classique ce rôle est assuré par une électrode à mailles fines, la grille de commande, portée à un potentiel négatif variable par rapport à la cathode qu'elle entoure.

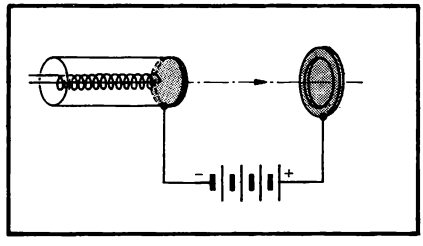
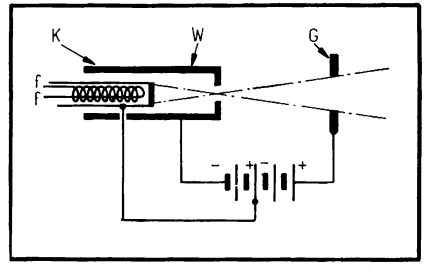


Fig. 3-1, ci-dessus. — Génération d'un faisceau d'électrons.

Fig. 3-2, ci-dessous. — Modulation du faisceau par une grille de commande (Wehnelt).



Comme il s'agit, dans le canon à électrons, de commander la densité d'un faisceau, et non plus d'un essaim multidirectionnel d'électrons, l'électrode de commande sera d'une technologie différente. Elle est constituée par un manchon cylindrique, coiffant la cathode et dont le fond est percé d'un trou constituant un diaphragme qui élimine les électrons trop divergents (fig. 3-2).

Cette électrode porte le nom de son créateur, WEHNELT. Comme pour un tube électronique classique, on peut dresser les courbes caractéristiques qui lient l'intensité du courant du faisceau à la tension de polarisation appliquée au wehnelt, pour différentes valeurs de la tension de l'anode (ou des anodes) d'accélération et collectrice. De même, à partir d'une certaine valeur négative de la tension de wehnelt, plus un seul électron ne peut traverser cette électrode : le tube est bloqué (« cut-off », en bon *franglais*).

3. — Concentration du faisceau - Lentilles électroniques

Dès leur départ de la cathode, et malgré le champ électrique d'accélération dirigé suivant l'axe du canon, les électrons du faisceau vont rapidement diverger et s'écarter de cet axe. On sait en effet que des porteurs de charges de même signe — en l'occurrence de signe négatif — se repoussent. Cette

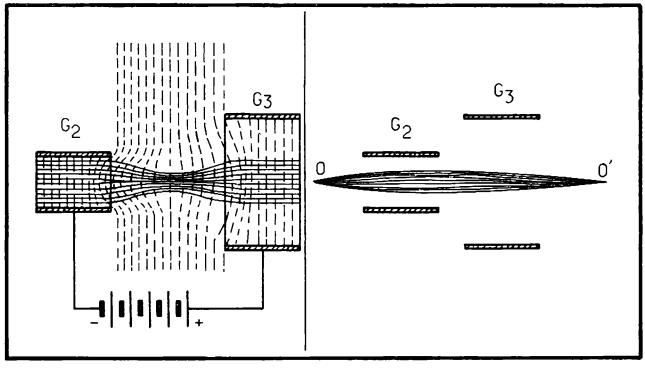


Fig. 3-3. — Principe d'une lentille électrostatique (à gauche) et son action sur un faisceau d'électrons (à droite).

action mutuelle des électrons entraînerait, au bout d'un trajet assez court, une augmentation de la section du faisceau, incompatible avec la précision que nous voulons en obtenir. Aussi faut-il les obliger à converger, pour qu'ils atteignent la cible qu'on leur assigne, sinon en un même point, tout au moins dans une zone d'impact aussi réduite que possible (1/20 mm de diamètre).

On désigne les éléments utilisés pour obtenir cette concentration du faisceau, par le terme général de *lentilles électroniques,* par analogie avec les systèmes optiques.

Deux moyens sont à notre disposition : on peut soumettre les électrons à l'action d'un champ électrique correcteur, et il s'agira alors de *concentration électrostatique,* ou à l'action d'un champ magnétique, et il s'agira de *concentration magnétique,* si on utilise des aimants permanents, ou de *concentration électromagnétique,* si ce champ est créé par des bobinages inducteurs.

Ces différents modes de concentration sont tous utilisés, souvent même simultanément; aussi convient-il d'étudier, en détail, chacun d'eux.

3-1. — *CONCENTRATION ÉLECTROSTATIQUE*

Si nous disposons (fig. 3-3) deux électrodes cylindriques G_2 et G_3 sur le trajet du faisceau d'électrons et si nous établissons entre elles une différence de potentiel telle que G_3 soit plus positive que G_2, le champ électrique ainsi créé influe différemment sur les trajectoires des électrons suivant qu'elles sont plus ou moins parallèles à son axe.

Dans la figure 3-3 nous avons concrétisé le champ électrostatique, à l'intérieur de G_2 et G_3 et dans la zone qui les sépare, par des lignes en pointillé représentant, en coupe, les surfaces équipotentielles : pour tous les points de chacune de ces surfaces la valeur du champ électrique est identique. Dans cette même figure, les lignes en trait plein concrétisent les trajets les plus courts pour passer d'une surface équipotentielle à la suivante : ce sont les *lignes de force* le long desquelles les variations de champ sont maximales (en réalité, puisque notre figure est une représentation en coupe, ces lignes de

force correspondent à des *surfaces de forces* perpendiculaires en tous points aux surfaces équipotentielles).

On remarquera que les lignes de force convergent dans la première partie de la lentille électronique, à l'intérieur de l'électrode G_2, et divergent dans sa deuxième partie, à l'intérieur de G_3. Lorsqu'ils pénètrent dans la première partie du champ, les électrons ont encore une vitesse faible, donc peu d'énergie cinétique, et leurs trajectoires peuvent être facilement déviées. Si l'électron arrive obliquement par rapport aux surfaces équipotentielles, il sera soumis à une force qui tendra à faire coïncider sa trajectoire avec la ligne de force qui représente le trajet le plus court où il acquerra le maximum d'énergie. Les électrons arrivant perpendiculairement aux surfaces équipotentielles ne subissent aucune action autre que celle d'un accroissement de leur vitesse.

Pendant cette première phase, où l'action convergente de la lentille a été déterminante sur la trajectoire des électrons, ces derniers ont acquis, simultanément, une plus grande vitesse, donc une plus grande énergie cinétique.

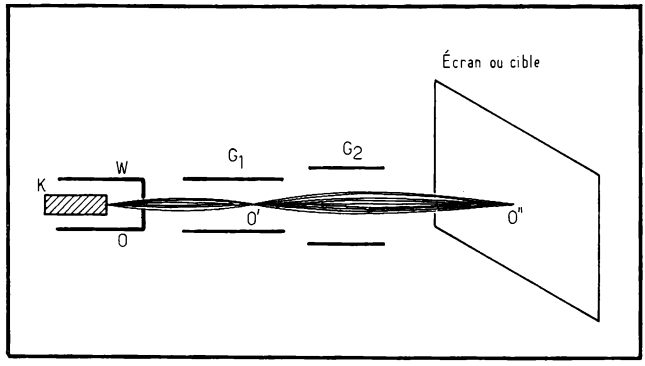


Fig. 3-4. — Action de deux lentilles électrostatiques successives.

C'est ce qui explique que l'action divergente de la deuxième partie de la lentille n'a qu'un effet négligeable, car l'inertie des électrons les amène à rester pratiquement sur la trajectoire qui leur a été imprimée pendant la première phase. Malgré son aspect symétrique, la lentille électrostatique a donc bien un effet convergent prédominant qui a pour résultat de regrouper tous les électrons en un point O′, image de la source O.

En agissant sur la différence de potentiel entre G_2 et G_3, nous ferons varier la distance OO′, c'est-à-dire la distance focale de la lentille électronique. Nous avons ainsi un moyen simple de régler, de façon optimale, la concentration du faisceau sur la cible que nous lui assignons.

Dans tout canon électronique, il y a au moins deux lentilles électroniques. La première est constituée par l'ensemble électrode de modulation (ou wehnelt) et première anode d'accélération : elle focalise les électrons en un point dit *cathode virtuelle*. La seconde peut être de nature électrostatique ou magnétique : elle forme l'image de la cathode virtuelle sur la *cible* (fig. 3-4).

Dans la figure 3-5, nous avons représenté les différentes configurations du champ créé par la lentille wehnelt-première anode d'accélération, en fonction de la tension de polarisation appliquée entre wehnelt et cathode. On voit qu'en rendant le wehnelt de plus en plus négatif, on réduit la zone de la cathode d'où les électrons peuvent s'échapper, « aspirés » en quelque sorte par le champ de l'électrode positive. Au-delà d'un certain potentiel de polarisation, les lignes de forces de ce champ sont déviées de telle sorte que les électrons ne peuvent plus quitter la cathode. Le tube est au « cut-off ».

3-2. — *CONCENTRATION MAGNÉTIQUE OU ELECTROMAGNÉTIQUE*

Le processus de concentration d'un faisceau d'électrons dans un champ magnétique est un peu plus complexe que dans le cas d'une lentille électrostatique. Pour l'expliquer, nous devons faire appel à quelques données de base de l'électromagnétisme.

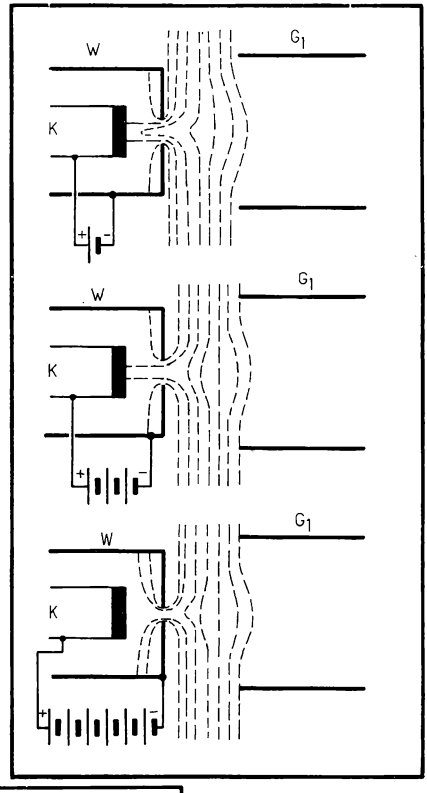


Fig. 3-5. — Suivant la tension de polarisation appliquée entre wehnelt (W) et cathode (K), les électrons peuvent s'échapper plus ou moins librement (figures du haut et du milieu) ou être totalement refoulés (figure du bas).

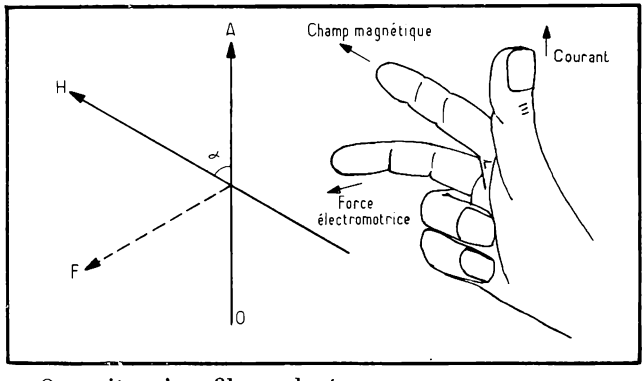


Fig. 3-6. — Règle des trois doigts de la main droite.

On sait qu'un fil conducteur, parcouru par un courant dans le sens OA (fig. 3-6) et placé dans un champ magnétique H avec l'axe duquel il fait un angle α, est soumis à une force électromotrice F, perpendiculaire au plan

formé par le conducteur et l'axe du champ H. Le sens de cette force est donné par la règle des trois doigts de la main droite, et sa valeur est proportionnelle à l'intensité du champ H, à la différence de potentiel E provoquant le passage du courant dans le conducteur et au sinus de l'angle α formé par le conducteur et les lignes de force du champ :

$$F = k.H.E \sin \alpha.$$

Voyons, maintenant, le cas d'un faisceau divergent d'électrons pénétrant dans le champ magnétique créé à l'intérieur d'un solénoïde. Nous pouvons considérer chaque électron sur sa trajectoire dans le vide comme un conducteur parfait auquel vont s'appliquer les lois de l'électromagnétisme. Le champ magnétique est dirigé suivant l'axe du solénoïde. Les électrons, dont la trajectoire initiale est parallèle à cet axe ou coïncide avec lui, ne subiront aucune influence (sin $\alpha = 0$, donc $F = 0$).

Un électron pénétrant obliquement dans le champ du solénoïde va être soumis à une force électromotrice F, perpendiculaire à sa trajectoire et à l'axe du champ, d'autant plus grande que l'angle d'incidence oblique est plus grand (fig. 3-7). Sa trajectoire est déviée ainsi à chaque instant vers la gauche, pour un observateur placé dans le plan formé par la trajectoire de l'électron et le sens du champ et regardant dans la direction du déplacement de l'électron. Sous l'effet de ces déviations successives l'électron est amené à parcourir une spirale hélicoïdale aboutissant au point O′, situé sur l'axe du champ magnétique et par lequel passeront tous les électrons du faisceau. Ce point O′ est donc bien l'image de la cathode O.

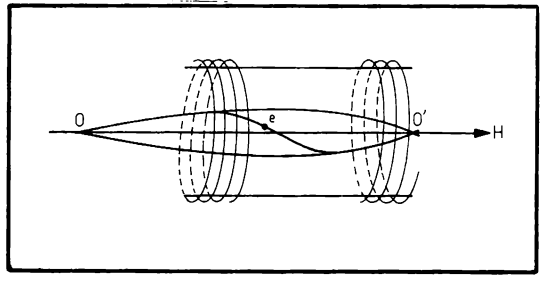


Fig. 3-7. — Trajectoire d'un électron soumis à un champ magnétique uniforme (solénoïde).

En agissant sur l'intensité et la longueur du champ, c'est-à-dire sur le courant traversant la bobine de concentration ou sur la disposition d'un aimant circulaire entourant le col du tube, on peut réduire ou augmenter à volonté la distance OO′, comme dans le cas de la concentration électrostatique (fig. 3-8).

Notons, dès à présent, les différences entre les deux modes de focalisation que nous avons étudiés :

— La lentille électrostatique accélère les électrons, alors que la lentille magnétique n'influence absolument pas leur vitesse;

— La focalisation magnétique, ou électromagnétique, offre la possibilité de cadrer facilement l'image en orientant le champ magnétique, puisque les éléments qui le produisent sont extérieurs au tube, donc facilement accessibles.

4. — Déviation du faisceau d'électrons

Comme pour la focalisation, deux moyens s'offrent à nous pour dévier le faisceau électronique et nous permettre d'atteindre un point quelconque

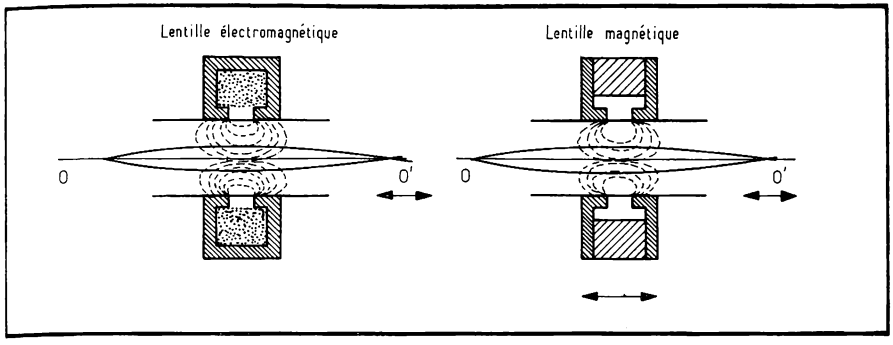


Fig. 3-8. — On peut faire varier la distance OO′ en réglant le courant dans la bobine de concentration (à gauche) ou en déplaçant un aimant circulaire de concentration (à droite).

de la cible placée sur sa trajectoire. Nous pouvons, en effet, dévier l'ensemble des électrons en les faisant passer soit dans un champ électrostatique perpendiculaire à leur direction, soit dans un champ magnétique également perpendiculaire à leur trajectoire.

La déviation (ou déflexion) électrostatique n'est guère utilisée que pour les tubes d'oscilloscopes, car elle ne permet pas l'obtention d'un grand angle de déviation, ce qui entraîne une augmentation considérable de la longueur du tube en fonction de la surface que l'on désire balayer. En télévision, on emploie presque uniquement le mode de déflexion électromagnétique qui a permis d'atteindre des angles de balayage de 110° et même 114°.

Nous ne passerons, toutefois, pas sous silence la déflexion électrostatique, car elle pourrait revenir « à la mode » pour résoudre certains problèmes de technologie (récepteurs ultra-miniatures, tubes extra-plats, tubes de couleurs à post-déviation de faisceau).

4-1. — *LA DÉVIATION ÉLECTROSTATIQUE*

Supposons un électron animé d'une certaine vitesse et pénétrant, perpendiculairement, dans le champ électrique uniforme créé entre deux plaques métalliques portées à des potentiels différents (fig. 3-9). Pendant tout son

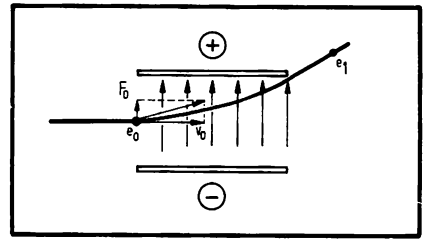


Fig. 3-9. — Principe de la déviation électrostatique.

parcours à l'intérieur du champ, cet électron est soumis à deux forces : l'une due à son inertie et dirigée à chaque instant dans le sens de son déplacement, l'autre due au champ électrique et orientée dans la direction des potentiels croissants.

Sous l'effet de ces deux forces, la trajectoire de l'électron, entre les plaques de déviation, sera de forme parabolique. A la sortie du champ, s'il n'est

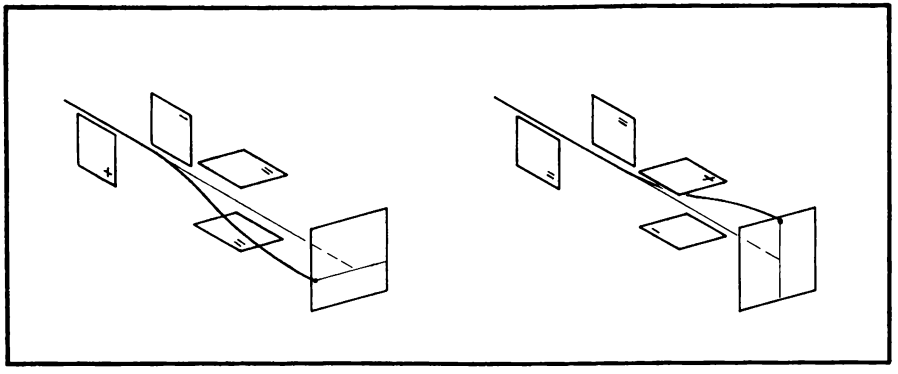


Fig. 3-10. — Principe du balayage d'une cible avec deux paires de plaques de déflexion électrostatique.

soumis à aucune autre force, l'électron poursuivra sa course suivant la tangente à la parabole au point où l'effet du champ devient nul.

En disposant deux paires de plaques de déflexion, l'une verticalement, l'autre horizontalement, de chaque côté du col du canon électronique, il sera possible, en agissant simultanément sur les différences de potentiel entre plaques de chacune des paires, de dévier le faisceau pour lui faire atteindre n'importe quel point de la cible qu'on lui assigne (fig. 3-10). Les dimensions de la surface explorable seront déterminées par l'angle de déflexion maximal que permettent les plaques et par la distance séparant ces dernières de la cible explorée. Comme on ne peut trop écarter entre elles les plaques de chaque paire, sous peine d'affaiblir le champ électrique, à potentiels égaux, on voit que, pour explorer une grande surface, il faudra augmenter la distance entre cette dernière et la zone où est effectuée la déviation.

La relation donnant la valeur de la tangente de l'angle α formée par la nouvelle trajectoire de l'électron avec sa trajectoire initiale (angle de déflexion) résume parfaitement ces différentes caractéristiques de la déviation électrostatique :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{l\, V_d}{2\, d\, V_a},$$

expression dans laquelle l est la longueur du champ électrique, d la distance entre plaques de déflexion, V_d la différence de potentiel appliquée entre ces plaques et V_a le potentiel d'accélération auquel est soumis l'électron. Remarquons que l'angle de déflexion croît moins vite que la tension de déviation, puisque c'est sa tangente qui est proportionnelle à V_d.

Généralement, pour caractériser un système de déflexion électrostatique, on précise sa sensibilité de déviation, exprimée en millimètres ou centimètres de déplacement du point d'impact du faisceau sur la cible par volt de la tension appliquée entre les plaques. Cette caractéristique peut être facilement déduite de l'expression précédente, connaissant la distance entre les plaques de déflexion et la cible.

4-2. — *LA DÉVIATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE*

En prévoyant, sur la trajectoire des électrons, un champ magnétique uniforme dont les lignes de force sont perpendiculaires à l'axe du faisceau, créé par deux bobines plates disposées extérieurement de part et d'autre du col

du tube (fig. 3-11), on pourra dévier plus ou moins cette trajectoire suivant la valeur du champ, donc la valeur du courant traversant les bobines.

En effet, chaque électron arrivant orthogonalement aux lignes de force du champ est soumis à une force électromotrice F perpendiculaire à la fois à son sens de déplacement et à l'axe commun des bobines. La valeur de cette force est donnée par la relation

$$F = H\,e\,v,$$

dans laquelle H est l'intensité du champ magnétique, e la charge de l'électron et v sa vitesse.

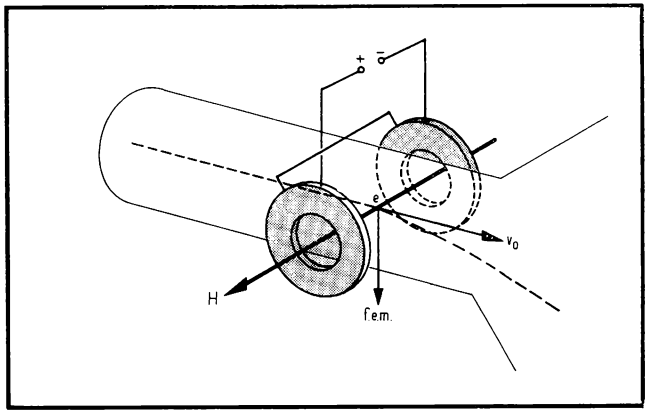


Fig. 3-11. — Principe de la déviation électromagnétique.

Sous l'effet conjugué de sa vitesse initiale et de cette force, l'électron décrit un arc de cercle jusqu'à ce qu'il soit sorti de la zone d'influence du champ. Sa nouvelle trajectoire, tangente à la terminaison de l'arc de circonférence décrit, fera un angle α avec la trajectoire initiale, tel que

$$\sin \alpha = \frac{l\,e}{m\,v}\,H,$$

dans laquelle l représente la longueur du champ traversé et m la masse de l'électron.

Si l'on remplace la vitesse v de l'électron par sa valeur en fonction de la tension d'accélération V_a, tirée de l'expression :

$$e\,V_a = \frac{1}{2}\,m\,v^2$$

qui nous donne successivement :

$$v^2 = 2\,e\,V_a/m$$

et :

$$v = \sqrt{2\,e\,V_a/m},$$

on obtient :

$$\sin \alpha = \frac{l\,e}{m\sqrt{2\,e\,V_a/m}}\,H = \frac{l\,H\sqrt{e}}{\sqrt{2\,m\,V_a}}.$$

De cette relation, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

— Le sinus de l'angle de déflexion électromagnétique est inversement proportionnel à la racine carrée de la tension d'accélération, ce qui présente

un avantage par rapport à la déflexion électrostatique pour laquelle la sensibilité est inversement proportionnelle à V_a et non à $\sqrt{V_a}$.

— C'est le sinus de l'angle de déflexion qui est ici proportionnel à la valeur du champ H; donc plus l'angle de déflexion augmente, plus la sensibilité augmente. Autrement dit, pour des variations identiques de courant dans les bobines le faisceau sera plus fortement dévié en fin de déflexion qu'au début. Nous verrons comment on peut remédier à ce défaut de linéarité.

— Contrairement à la déviation électrostatique, la déviation électromagnétique dépend du rapport de la charge à la masse de la particule qui traverse le champ, soit *e/m* dans le cas de l'électron. Les ions, dont la masse est très grande par rapport à celle des électrons, ne subiront donc pratiquement pas l'influence déflectrice du champ magnétique ou électromagnétique. Cette caractéristique est précisément utilisée pour les éliminer du faisceau d'électrons.

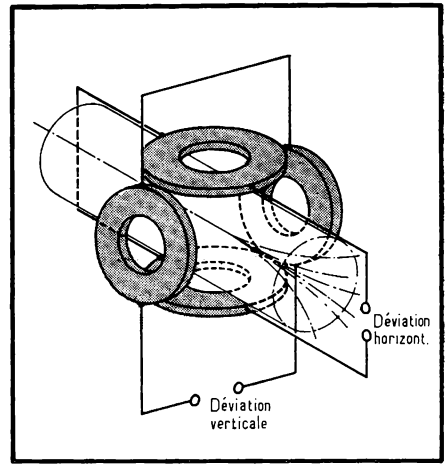


Fig. 3-12. — Avec deux paires de bobines de déflexion électromagnétique, on pourra diriger le faisceau d'électrons à sa guise.

La sensibilité de déviation électromagnétique peut être exprimée en millimètres ou centimètres de déplacement du point d'impact du faisceau sur la cible, par unité de champ magnétique, ou encore par ampère-tours, pour tenir compte des caractéristiques des bobines utilisées.

En faisant appel à deux paires de bobines, l'une placée verticalement de part et d'autre du col et assurant la déviation horizontale, et l'autre placée horizontalement d'un côté et de l'autre du col, pour la déflexion verticale, il est aisé de diriger le faisceau vers n'importe quel point de la surface que l'on désire bombarder (fig. 3-12).

Notons, ici encore, un avantage de la déflexion électromagnétique. Dans un système de déviation électrostatique les plaques verticales et horizontales doivent être disposées à des distances non identiques de la cible (voir fig. 3-10), ce qui entraîne une différence de sensibilité entre la déviation horizontale et la déviation verticale. Au contraire, les bobines de déviation d'un système électromagnétique peuvent aisément être disposées à la même hauteur sur la trajectoire du faisceau et présentent donc des sensibilités identiques. De plus, l'angle de déflexion maximal est plus grand qu'avec les plaques électrostatiques qui opposent un obstacle matériel.

CHAPITRE 4

LES TRANSDUCTEURS LUMIÈRE-COURANT
PRINCIPES DES TUBES ANALYSEURS

Au départ de la chaîne de transmission des images se trouve un organe essentiel, le tube analyseur ou tube de prise de vues. Son rôle est de transformer l'image optique, placée dans son champ, en une image électrique à partir de laquelle nous obtiendrons des signaux électriques que nous saurons manipuler, amplifier, utiliser pour moduler une onde porteuse, suivant des méthodes analogues à celles employées en radiodiffusion.

Tous les types de tubes de prise de vues procèdent d'un même phénomène : l'effet photo-électrique, qui peut être défini comme un processus de transformation de l'énergie lumineuse en énergie électrique, sans destruction sensible du siège de cet effet.

1. — Principes de la transduction lumière-courant

1-1. — *L'EFFET PHOTO-ÉLECTRIQUE*

C'est BECQUEREL qui, en 1839, découvrit le premier l'effet photovoltaïque (réaction chimique déclenchée par la lumière et produisant un courant). Plus tard, on observa d'autres formes de la photo-électricité : on découvrit, en 1878, que la résistance du sélénium variait sous l'effet de la lumière (effet photoconducteur), et HERTZ, en 1887, remarqua l'émission photo-électrique de métaux (effet photo-émissif).

Dans les transducteurs modernes lumière-courant utilisés en télévision, c'est toujours à l'un de ces deux derniers phénomènes, l'effet photo-émissif ou l'effet photoconducteur, que l'on fait appel, car l'effet photovoltaïque présente une inertie, un temps de retour à l'état initial après excitation, trop important pour les cadences nécessaires à la prise de vues d'images animées.

Les études menées sur les matériaux présentant un pouvoir émissif d'électrons, plus ou moins prononcé, sous l'effet de la lumière, ont conduit à sélectionner, parmi eux, les métaux alcalins, lithium, sodium, potassium, rubidium et césium, comme étant les plus sensibles. Parmi ces métaux, seul le césium

présente une courbe de sensibilité dont le maximum se situe aux alentours de la longueur d'onde correspondant au vert; autrement dit la sensibilité chromatique du césium est très voisine de celle de l'œil humain. C'est pourquoi ce matériau a été choisi pour les besoins de la prise de vues en télévision.

En déposant du césium sur une mince couche d'antimoine, elle-même portée par une base d'argent, on constitue un alliage césium-antimoine qui offre le double avantage d'une sensibilité accrue, par rapport au césium utilisé seul, et d'une courbe de réponse pratiquement semblable à celle de l'œil. De plus, le courant résiduel, en l'absence de toute excitation lumineuse (ce que l'on peut appeler le « bruit de fond »), devient alors infime.

Les matériaux utilisés pour leur effet photoconducteur ou photorésistif sont très variés. Le premier qui fut expérimenté est le sélénium. D'une façon générale, tous les corps semi-conducteurs sont sensibles à la lumière. La sensibilité des cellules photoconductrices est élevée par rapport à celle de leurs homologues photo-émissives. Mais, en revanche, elles présentent une certaine rémanence (temps de retour à la valeur de résistance initiale), après une excitation lumineuse, non négligeable, et cette persistance entraîne un traînage gênant si elles sont utilisées pour la prise de vues d'objets en mouvement. Fort heureusement, nous le verrons au chapitre consacré aux caméras, on a pu apporter des améliorations sérieuses à ce défaut, et, de plus, la mise au point de matériaux photoconducteurs ultra-sensibles et dont le maximum de sensibilité se situe dans des régions intéressantes du spectre (infrarouge, par exemple) a permis de développer de nouveaux types de tubes de prise de vues étendant le domaine d'application de la télévision.

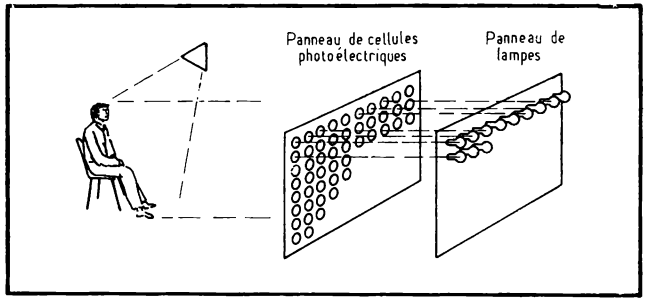


Fig. 4-1. — Système de transmission d'images imaginé par Carey (1875).

Dès 1875, CAREY avait imaginé un système simple (sur le papier!) de transmission d'images (fig. 4-1). Devant la scène à transmettre, suffisamment illuminée, était placé un panneau équipé d'un grand nombre de cellules photoélectriques; chacune d'elles transformait l'énergie lumineuse qu'elle recevait en un courant électrique transmis à une ampoule disposée sur un second panneau à la « case » de même numéro que celui de la cellule qui l'alimentait. Les ampoules différemment illuminées reconstituaient l'image originelle. Ce système exigeait autant de liaisons qu'il y avait de cellules captrices.

Les tubes analyseurs vont nous permettre d'utiliser une seule liaison pour la transmission de toutes les informations fournies à la prise de vues.

1-2. — *CONSTITUTION DE LA CIBLE PHOTO-ÉLECTRIQUE : LA MOSAIQUE*

Que l'on emploie un matériau photo-émissif ou un matériau photoconducteur, le rôle de la cible du tube analyseur reste le même : transformer l'image lumineuse, formée sur sa surface par l'intermédiaire d'une optique appro-

priée, en une « image électrique » lui correspondant point pour point et permettant, par l'intermédiaire du faisceau électronique d'exploration, d'obtenir un signal électrique comportant toutes les informations sur la luminosité de chacun des points élémentaires de l'image originelle.

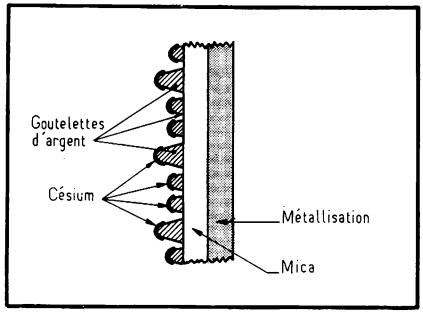


Fig. 4-2. — Constitution de la mosaïque équipant un iconoscope.

Nous examinerons le cas d'un tube de prise de vues utilisant l'effet photo-émissif, l'iconoscope de ZWORYKIN, dont tous les tubes modernes sont, plus ou moins directement, dérivés. Sa cible a une constitution très particulière qui illustre parfaitement le principe de transformation, point par point, de l'image lumineuse en image électrique.

Cette cible (fig. 4-2) est constituée par une plaque, en matériau diélectrique (mica), de quelques dixièmes de millimètre d'épaisseur. Une de ses faces, couverte d'une couche continue d'argent, est conductrice; c'est la plaque de signal. Sur l'autre face a été pulvérisé un grand nombre de gouttelettes d'argent, séparées les unes des autres. Dans un traitement ultérieur, on vaporise, sur chacune de ces gouttelettes, une mince couche de césium. Chaque goutte forme ainsi une minuscule cathode photo-émissive, isolée électriquement de ses voisines.

On conçoit, dès lors, que si l'on projette sur la face photosensible de la cible l'image de la scène à analyser, chacune des gouttelettes élémentaires de cette « mosaïque » va émettre un nombre plus ou moins grand d'électrons, en fonction de l'éclairement du point de l'image qui lui correspond. Comme on peut considérer que chaque gouttelette forme, avec la plaque de signal portée à un potentiel positif, un microscopique condensateur, cette multitude de condensateurs dispersés sur la cible et plus ou moins chargés assure bien la formation de l'image électrique que nous désirions obtenir. Nous verrons, dans le paragraphe suivant, comment le faisceau électronique explorateur, en ramenant à une charge nulle ces condensateurs élémentaires, permet la génération d'un signal d'image, ou *signal vidéo*, et l'effacement de l'image électrique formée, laissant ainsi la cible prête à recevoir l'image suivante.

2. — Les premiers tubes analyseurs à électrons rapides

2-1. — *L'ICONOSCOPE DE ZWORYKIN*

L'iconoscope (fig. 4-3) se présente sous la forme d'un tube cylindrique auquel est adjoint, à l'une de ses extrémités, un bulbe contenant le canon électronique. La cible est disposée à l'autre extrémité du tube et reçoit sur la mosaïque, par l'intermédiaire d'une optique appropriée et à travers la face avant du tube, les rayons lumineux provenant de la scène à analyser. La

disposition du canon à électrons est telle que le faisceau électronique, convenablement dévié par un collier électromagnétique disposé sur le col, peut atteindre successivement tous les points de la mosaïque, suivant le processus de balayage ligne par ligne déjà exposé. Une anode collectrice, portée à un potentiel positif, est chargée de « récupérer » les électrons émis par les gouttelettes photosensibles de la mosaïque.

Pour comprendre le principe de fonctionnement de l'iconoscope, nous étudierons successivement (alors qu'en réalité tout se passe simultanément) la formation de l'image électrique sur la mosaïque, sous l'effet de la lumière incidente, d'une part, et la « lecture » et l'« effacement » de cette image électrique, par le faisceau d'électrons, d'autre part.

Lorsqu'on focalise l'image de la scène à analyser sur la mosaïque, un certain nombre d'électrons, fonction de l'intensité lumineuse reçue, est émis par chacune des gouttelettes élémentaires et capté par l'anode collectrice. Comme ces gouttelettes sont isolées électriquement dans l'espace, cette émission d'électrons les rend positives par rapport à l'anode collectrice : très positives lorsque l'excitation lumineuse est élevée et le nombre d'électrons émis, grand; peu positives dans le cas d'une faible excitation lumineuse. Sur la mosaïque, des zones très positives correspondent donc aux zones très lumineuses de la scène analysée, les zones peu positives ou à potentiel nul par rapport à l'anode collectrice représentant les parties sombres de cette scène. Si nous balayons maintenant la mosaïque ainsi « impressionnée » par un faisceau d'électrons, ligne par ligne et point par point, chaque gouttelette va « récupérer » la quantité d'électrons nécessaire pour la ramener à un potentiel nul par rapport à l'anode collectrice, les électrons excédentaires du faisceau étant captés par cette même anode. Lorsque le faisceau a balayé toute la mosaïque, l'image électrique est effacée, puisque chaque gouttelette est revenue à un potentiel nul. Mais, comme chacune d'elles forme avec la plaque de signal, reliée à la source positive à travers une résistance de charge, un microscopique condensateur, la décharge de ce dernier au moment de l'impact du faisceau se traduit par un courant dans le circuit de la plaque de signal; cette multitude de courants de décharge successifs crée, aux bornes de la résistance d'utilisation, des variations de tension qui constituent le *signal vidéo-fréquence* ou signal d'image.

Le fonctionnement réel de l'iconoscope est beaucoup plus complexe qu'il n'apparaît dans l'analyse succincte que nous venons d'en faire. Pour comprendre les défauts inhérents à ce type de tube, il faut tenir compte de deux phénomènes se produisant au cours du balayage de la cible : d'une part l'émission d'électrons secondaires sous l'impact du faisceau; d'autre part la « redistribution » des électrons secondaires et des électrons émis par effet photo-électrique sur toute la surface de la mosaïque.

Examinons tout d'abord le comportement de la mosaïque lorsqu'elle est balayée par le faisceau d'électrons sans être soumise à une excitation lumineuse. L'impact du faisceau provoque l'émission d'électrons secondaires : pour chaque électron arrivant sur une gouttelette de la mosaïque un certain nombre d'électrons est émis. Cette perte d'électrons rend la gouttelette positive par rapport à l'anode collectrice, d'où la création d'un champ tendant à freiner l'émission d'électrons. Pour un certain potentiel positif atteint par la mosaïque, la perte d'électrons secondaires est compensée exactement par l'apport d'électrons du faisceau; ce potentiel d'équilibre est de l'ordre de 2 à 3 V positifs. En fait, ce potentiel n'est atteint qu'au point d'impact du faisceau; entre chaque passage de ce dernier, le potentiel des gouttelettes de la mosaïque diminue sous l'influence de la redistribution des électrons secondaires. En effet, par suite du champ retardateur, ces derniers ne sont

captés qu'en faible partie par l'anode collectrice. La plupart d'entre eux se déposent sur la surface de la mosaïque, amenant chacun de ses points à un potentiel V_o moins positif que le potentiel d'équilibre. Il est bien évident que V_o dépend de la quantité d'électrons secondaires captés en un point donné, et que sa valeur varie puisque l'émission d'électrons secondaires est erratique d'un point à l'autre de la mosaïque.

Lorsque la cible est éclairée, s'ajoute au phénomène que nous venons d'exposer la redistribution des électrons émis par effet photo-électrique, qui ne sont, également, captés qu'en faible proportion par l'anode collectrice (25 % environ).

Il en résulte des variations du potentiel des gouttelettes entre chaque passage du faisceau, ce potentiel pouvant ne pas être identique pour un même éclairement en deux points différents de la mosaïque. Ce défaut se traduit par des « taches » sur l'image qui ne pourront être corrigées qu'au niveau de l'amplificateur vidéo.

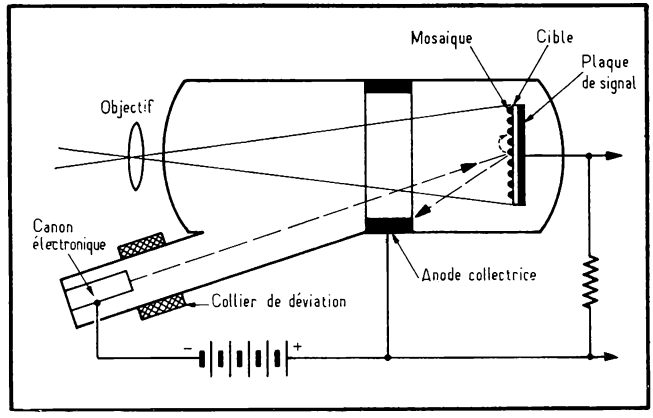


Fig. 4-3. — Coupe schématique de l'iconoscope de Zworykin.

D'autre part, le balayage se faisant de façon discontinue et toujours dans le même sens, de gauche à droite et de haut en bas, les électrons secondaires seront captés en plus grande partie par les points qui viennent d'être explorés, c'est-à-dire dans la partie gauche et dans la partie supérieure de l'image, que par les points qui vont être explorés et dont le potentiel, nous l'avons vu, est moins positif. Il en résulte une brillance parasite du côté droit et de la partie inférieure de l'image.

Enfin, les régions périphériques de la mosaïque, non balayées par le faisceau, capturent des électrons secondaires jusqu'au moment où le potentiel négatif qu'elles acquièrent ainsi, crée un champ répulseur pour tout électron supplémentaire, champ répulseur qui étend son action sur les bords du rectangle « utile » de la mosaïque, c'est-à-dire sur toute la périphérie de l'image. Cette dernière est donc toujours plus positive que le centre de l'image, ce qui se traduit par une brillance parasite de son pourtour.

En raison des différents défauts de l'iconoscope que nous venons d'exposer, on fut conduit à envisager un certain nombre de perfectionnements pour augmenter la sensibilité de ce type de tube analyseur, d'une part, et pour éliminer en partie les brillances parasites inhérentes à son principe, d'autre part. L'iconoscope-image fut l'un des premiers descendants de l'iconoscope, dont l'intérêt consiste dans le fait qu'on y utilise l'émission secondaire aux fins d'augmenter la sensibilité de prise de vues.

2-2. — *LES DESCENDANTS DE L'ICONOSCOPE : L'ICONOSCOPE-IMAGE OU SUPERICONOSCOPE ; LE PHOTICON*

Dans l'iconoscope-image (fig. 4-4), la mosaïque n'agit plus que par émission secondaire. Une pellicule photo-électrique, semi-transparente (césium oxydé sur une base d'argent extrêmement fine, est appliquée sur la face d'entrée optique du tube. Sous l'action de la lumière incidente cette couche émet des électrons qui sont accélérés par le champ créé par l'anode collectrice et focalisés par une lentille électromagnétique sur la mosaïque. De cette façon, à tout point de la surface photosensible où a été projetée l'image optique correspond un point de la mosaïque où se forme l'image électrique.

La structure de la mosaïque est la même que dans le cas de l'iconoscope, mais le matériau qui constitue les gouttelettes est caractérisé, cette fois, par un fort pouvoir d'émission secondaire (et un effet photo-électrique négligeable).

La suite du processus de formation de l'image électronique sur la mosaïque, de sa lecture et de son effacement est la même que pour l'iconoscope, mais l'on profite ici d'une meilleure sensibilité de la couche photo-électrique et d'une accumulation de charges plus importantes sur la surface de la mosaïque, chaque électron incident provoquant le départ d'une dizaine d'électrons secondaires. Cet effet d'amplification par effet d'émission secondaire a été utilisé dans de nombreux autres types de tubes de prise de vues. Remarquons que dans le cas du supericonoscope, il permet une augmentation notable de la sensibilité, mais ne supprime pas les défauts de brillances parasites que nous avons signalés.

Dans le tube de type « Photicon », afin d'obtenir une répartition des électrons secondaires aussi uniforme que possible, on a complété l'ensemble qui constitue le supericonoscope par une couche photo-émissive déposée sur la paroi interne du tube, à proximité de la cible (fig. 4-5). Cette couche, appelée photocathode auxiliaire, est excitée en permanence par la lumière provenant de trois petites lampes, extérieures au tube, dont on peut régler l'intensité. Les électrons émis par la photocathode auxiliaire sont dirigés vers la cible, en particulier par deux électrodes placées sur les bords de cette dernière correspondant à la fin des balayages lignes et trames. Le potentiel de base des différents points de la mosaïque est ainsi régulé, et on obtient une référence de noir stable.

Notons que seules les brillances parasites des bords de l'image sont annulées par ce système, tandis que les taches dues au contenu de l'image ne sont pas éliminées et doivent toujours être corrigées au niveau de l'amplificateur du signal vidéo.

Avant d'aborder la description de tubes de technique plus moderne, nous examinerons le principe de fonctionnement d'un autre « précurseur », qui utilisait aussi l'effet d'émission secondaire pour accroître la sensibilité de prise de vues, le tube dissecteur de FARNSWORTH.

2-3. — *LE TUBE DISSECTEUR DE FARNSWORTH*

Ce tube ne comporte pas de canon électronique. Il est constitué par un cylindre de verre dont une extrémité est enduite d'une mince couche de matériau photo-émissif, et dont l'autre extrémité est raccordée, par l'intermédiaire d'un diaphragme, à un autre cylindre de diamètre plus faible contenant un multiplicateur d'électrons (fig. 4-6).

Ce dernier se compose d'un certain nombre de plaques recouvertes de

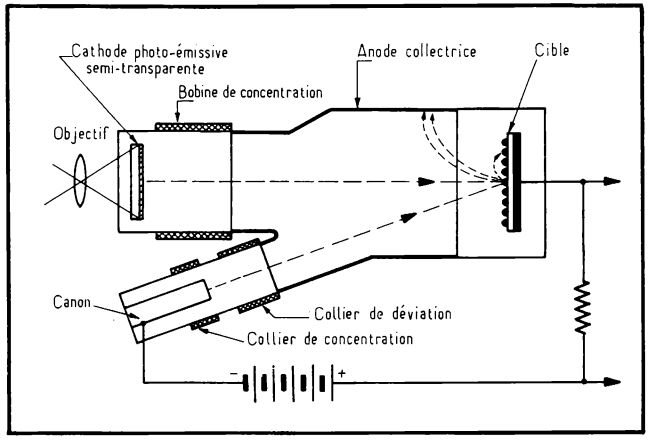


Fig. 4-4. — Coupe d'un iconoscope-image.

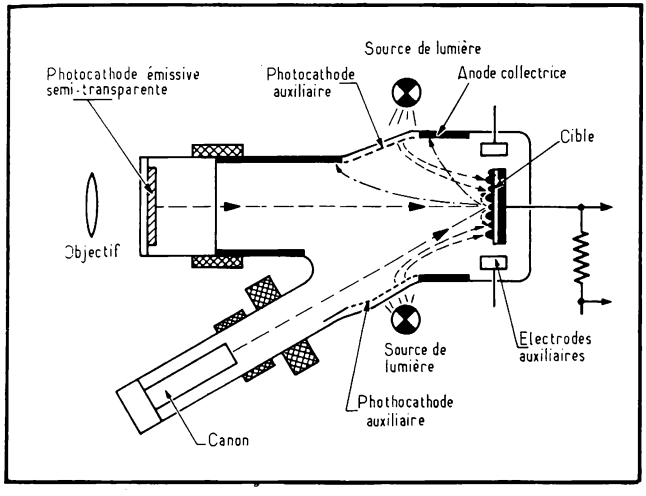


Fig. 4-5. — Constitution d'un photicon.

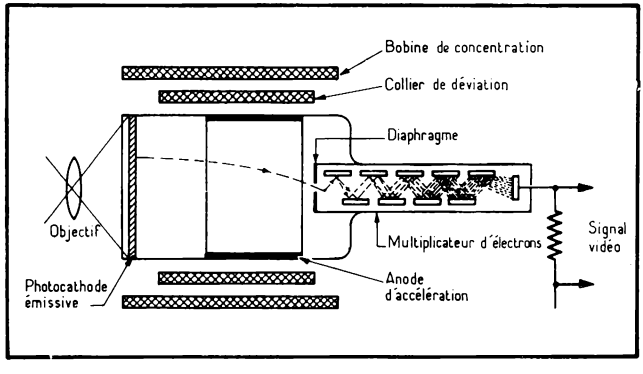


Fig. 4-6. — Le tube dissecteur de Farnsworth.

substance à forte émission secondaire, placées en cascade suivant l'axe du cylindre et portées à des potentiels positifs croissants. On conçoit que si un électron arrivant sur la plaque n° 1 provoque, par émission secondaire, le départ de 10 électrons vers la plaque n° 2, cette dernière émettra à son tour 100 électrons vers la plaque n° 3, et ainsi de suite jusqu'à l'anode terminale où l'on recueillera le signal amplifié. Pour une dizaine d'étages (de plaques à émission secondaire), le gain obtenu est de l'ordre de 10^6.

Reste à savoir d'où provient le premier électron qui déclenche cette amplification en chaîne. Le cylindre principal du tube de FARNSWORTH est placé dans un manchon constitué par des bobinages de déviation, lesquels sont eux-mêmes à l'intérieur d'un long solénoïde jouant le rôle de bobine de concentration. Les électrons émis par la cathode photosensible et accélérés par l'anode d'accélération, que constitue la paroi interne métallisée, du cylindre, se dirigent vers le fond du tube. Sous l'action des deux champs orientés perpendiculairement l'un à l'autre, produits par le collier de déviation et variant, l'un à la cadence du balayage de lignes, l'autre à celle du balayage de trames, ce sont successivement les électrons provenant des différents points de la cathode qui vont être admis à pénétrer dans la section d'amplification par le diaphragme et à y déclencher la réaction en cascade décrite plus haut.

Le signal de sortie représente donc bien, à un instant donné, la valeur d'éclairement d'un point donné de la scène analysée. Le tube dissecteur de FARNSWORTH, s'il échappe aux défauts de l'iconoscope en ce qui concerne les signaux parasites créés par l'émission secondaire et la redistribution des électrons, représente, malgré le multiplicateur d'électrons, une sensibilité nettement insuffisante pour être utilisé dans des conditions normales d'éclairage. Ses seules applications intéressantes concernent les analyseurs de diapositives ou le télécinéma, pour lesquelles on peut obtenir de très fortes valeurs d'éclairement de la pellicule d'analyse.

3. — Les tubes analyseurs à électrons lents : l'orthicon, l'image-orthicon

L'*orthicon* fut le premier des tubes à électrons lents. Afin de se libérer des inconvénients de l'émission secondaire provoquée par l'impact du faisceau électronique sur la cible, on a songé à freiner les électrons du faisceau, à rendre leur vitesse presque nulle, juste avant qu'ils n'atteignent leur but.

A cette fin, une électrode de décélération, portée à un faible potentiel positif, est disposée à proximité de la cible (fig. 4-7). Cette dernière, qui ne doit plus avoir qu'une action photo-émissive, est disposée contre la face avant du tube. Elle est constituée par une plaque, très mince et transparente, dont une face, conductrice, constitue la plaque de signal. Notons que, contrairement à la structure des tubes déjà étudiés, la plaque de signal se trouve du côté de la lumière incidente. L'image de la scène à analyser est focalisée, par transparence, sur l'autre face de la cible photo-émissive.

Sous l'effet de l'excitation lumineuse, cette face perd des électrons, qui sont captés par l'électrode de décélération. Ainsi se forme une image électronique, suivant un processus que nous connaissons bien maintenant.

Les électrons du faisceau d'analyse, convenablement accélérés, concentrés et déviés, sont considérablement freinés lors de leur passage dans l'électrode de décélération, en sorte que, leur vitesse étant presque nulle, ils sont remis dans une direction perpendiculaire à la cible et l'atteignent sans provoquer d'émission secondaire. Une partie d'entre eux sont captés par la cible, partie

proportionnelle à la valeur du potentiel positif de la cible en leurs points d'impact respectifs, valeur elle-même fonction de l'excitation lumineuse reçue en ces points. L'excédent d'électrons retourne vers la dernière électrode d'accélération du canon électronique, qui est au potentiel le plus élevé.

Le signal « vidéo » est donc constitué par les courants successifs de décharge, au passage du faisceau, des potentiels positifs formés aux différents points de la mosaïque, sous l'action de la lumière incidente. Le potentiel de repos d'un point non éclairé de la cible (ou immédiatement après la décharge provoquée par le passage du faisceau) est strictement celui de la cathode du canon électronique, puisque l'émission secondaire est négligeable. On a un niveau de référence du noir stable, et on échappe ainsi à la cause la plus importante de parasites qui entachait le fonctionnement de l'iconoscope.

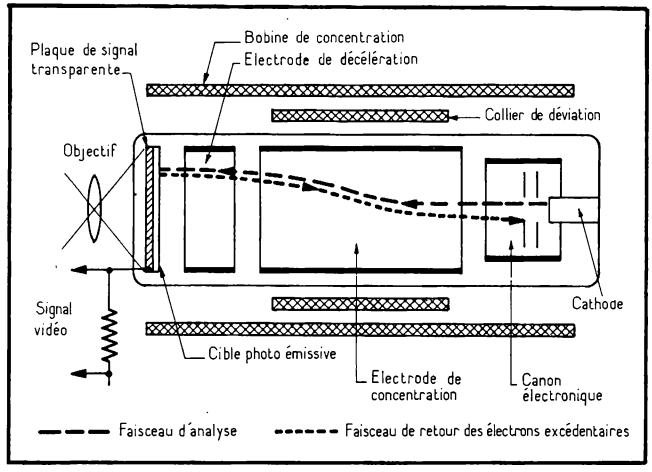


Fig. 4-7. — Coupe et principe de fonctionnement d'un tube orthicon.

L'orthicon présente toutefois un grave défaut d'emballement sous l'effet d'un éclairage intense, rendant certains points de la cible suffisamment positifs pour attirer avec force les électrons les plus rapides du faisceau. L'impact de ces derniers peut alors provoquer une émission secondaire plus importante que l'apport d'électrons du faisceau, ce qui rend la région considérée de plus en plus positive à chaque passage de ce faisceau. Ce processus ne peut être stoppé qu'en rendant l'électrode de décélération négative pendant un certain temps.

Le *tube image-orthicon,* successeur logique de l'iconoscope-image et de l'orthicon, échappe aux défauts de l'un et de l'autre, au prix, il est vrai, d'une structure assez complexe et délicate.

Ainsi que le montre la figure 4-8, il comporte trois sections dont les fonctions sont nettement différenciées.

La première section, à gauche de la figure, assure le transport de l'image électronique, formée sur une photocathode, vers une cible constituée par une très fine plaque de verre (épaisseur 100 μm) rendue faiblement conductrice par dissolution de sels métalliques. Les électrons émis par la photocathode sont accélérés et focalisés, comme dans l'iconoscope-image, et leur impact sur la cible y provoque la formation de charges positives, par départ d'électrons secondaires. Ces derniers sont captés par une grille à mailles très fines (20 μm), placée en avant et à faible distance de la cible (quelques dizaines de micromètres).

La deuxième section (au centre de la figure 4-8) n'est pas sans analogie

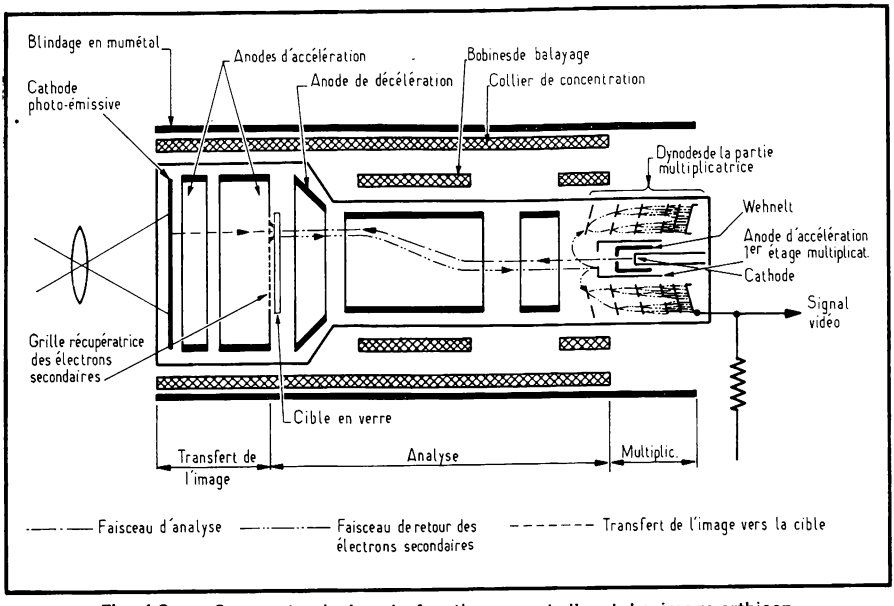


Fig. 4-8. — Coupe et principe de fonctionnement d'un tube image-orthicon.

avec le tube orthicon. Un faisceau d'analyse, d'abord accéléré par les électrodes du canon, puis focalisé et dévié par des bobines électromagnétiques, est ensuite vigoureusement freiné, au voisinage de la cible, par une électrode de décélération portée à un potentiel positif faible. Il atteint alors la face arrière de la cible où s'est formée, par diffusion, l'image électronique, avec une vitesse correspondant à une tension de quelques volts seulement. Le processus d'effacement des potentiels positifs de la cible est le même que pour l'orthicon, mais le signal vidéo n'est pas recueilli à ce niveau. Ce sont les électrons du faisceau qui n'ont pas été captés par la cible et qui ont rebroussé chemin vers la dernière anode d'accélération du canon, portée au potentiel positif le plus élevé, qui vont être exploités à cette fin.

La troisième section (à droite de la figure 4-8) est, en effet, constituée — mis à part le canon électronique — par un multiplicateur d'électrons dont le premier étage n'est autre que la dernière anode d'accélération chargée d'« aspirer » et de capter les électrons excédentaires du faisceau, après qu'il ait analysé la cible. Ce multiplicateur d'électrons comporte un certain nombre d'électrodes annulaires, appelées dynodes, concentriques au canon électronique et réalisées un peu comme des roues à aubes de turbine.

La multiplication en chaîne des électrons secondaires d'une dynode à l'autre permet d'obtenir un gain en courant de 1000 environ. Le signal vidéo amplifié est recueilli aux bornes d'une charge connectée au dernier étage du multiplicateur.

Remarquons que le faisceau de retour, qui fournit le signal de modulation, est égal à la différence entre le faisceau incident, d'intensité constante, et les courants de neutralisation des différents points de la cible. Ces derniers courants étant d'autant plus importants que la région considérée de la cible a été éclairée plus intensément, le courant de modulation est donc *plus élevé dans le noir que dans le blanc*. Le bruit de fond (ou « souffle ») du tube image-orthicon sera donc plus important dans le noir et dans les gris foncés (où il est malheureusement le plus visible).

D'autre part, lorsqu'il est placé directement en regard d'une source lumineuse, l'image-orthicon peut donner naissance à des signaux parasites. Cela est dû à un effet de redistribution des électrons secondaires sur la face de la cible. En effet, sous un éclairage ambiant peu violent, les électrons secondaires, émis sous l'impact des électrons provenant de la photocathode, sont facilement captés par la grille collectrice placée à proximité de la cible. Si l'intensité lumineuse reçue augmente, le nombre d'électrons secondaires émis devient tel que la cible (ou certaines de ses régions) prend une polarité positive par rapport à la grille. Un certain nombre d'électrons secondaires retombe alors sur la cible, au voisinage immédiat des zones positives.

Ce phénomène assure un certain renforcement du contraste, un effet de « plastique », qui peut être intéressant pour des prises des vues faiblement contrastées. Mais, si l'intensité lumineuse devient trop violente, l'effet de redistribution d'un nombre important d'électrons secondaires autour des zones les plus éclairées se traduit par la formation d'un halo noir entourant la source lumineuse (phénomène que chacun a eu le loisir d'admirer sur son récepteur TV, lorsque, par erreur, l'opérateur laissait entrer dans le « champ » de sa caméra une source lumineuse intense, telle que la flamme d'une bougie, une lampe électrique ou un reflet sur une pièce métallique).

Dans certaines conditions, il peut même se former une « image-fantôme », une fraction des électrons secondaires pouvant avoir une vitesse suffisamment élevée pour traverser la grille, en direction de la photocathode, être freinés au bout d'un certain parcours par le champ accélérateur dans le sens photocathode-cible, et repartir vers cette dernière où ils reformeront une seconde image, fantôme de l'image initiale.

Malgré ces quelques défauts et malgré sa fragilité relative, l'image-orthicon est resté très longtemps le tube de prise de vues le plus employé en raison de ses qualités indiscutables de haute sensibilité (l'image-orthicon peut fonctionner avec des éclairements inférieurs au lux — certains modèles, étudiés pour l'astronomie, se contentent de 10^{-3} lux, — alors que le vidicon, que nous allons examiner, exige 2500 lux).

Avec la mise au point de matériaux photoconducteurs ultra-sensibles et l'amélioration des défauts de traînage, qui accompagnaient l'utilisation de ces matériaux, les types de tubes de prise de vues à cible photoconductrice, d'une technologie plus simple, sont en passe de détrôner, dans tous les domaines, l'image-orthicon.

4. — Les tubes analyseurs à cible photoconductrice : le vidicon, le plumbicon

Ces tubes utilisent la photoconductivité de certains matériaux, et non leur photo-émissivité. Leur constitution est relativement simple par rapport à celle des analyseurs à cible photo-émissive.

Le *vidicon*, par exemple, se présente sous la forme d'un cylindre de verre (fig. 4-9) dont une extrémité, en verre optique, porte la cible photoconductrice. A l'autre extrémité se trouve le canon électronique, dont le faisceau est focalisé et dévié par des bobines disposées autour du corps du vidicon.

La cible est ainsi formée par une couche métallique, assez fine pour être transparente, recouvrant l'intérieur de la face avant du tube et constituant la plaque de signal; sur cette couche métallique, on dépose un matériau photoconducteur, sélénium ou sulfure d'antimoine (dont la conductivité varie avec l'éclairement). La plaque de signal est portée à un potentiel positif (10 à 30 V) par rapport à la cathode du canon.

Comme dans l'image-orthicon, une grille à mailles très fines est disposée à faible distance de la cible. Son rôle est de créer avec cette dernière, qui est à un potentiel faible, un champ homogène qui freine les électrons émis par le canon et assure que leur trajectoire d'arrivée sur la cible, à une vitesse de quelques volts seulement, soit bien perpendiculaire à sa surface. Cet impact d'électrons à faible énergie ne provoque aucune émission secondaire.

Sur toute la longueur du tube, des électrodes de focalisation permettent d'obtenir (conjointement avec la bobine de focalisation) une parfaite concentration du faisceau, la dernière électrode pouvant recevoir un signal de focalisation dynamique assurant un « spot » fin et non déformé, jusque dans les angles de l'image.

L'image optique est focalisée sur la couche photoconductrice. La conductivité de chaque point de cette dernière variant avec l'intensité lumineuse reçue, les charges positives, dues au potentiel positif appliqué à la plaque de signal, diffusent plus au moins rapidement à travers la couche, en sorte qu'on obtient, sur la face arrière de la cible, un « relief » de charges positives constituant bien une image électrique, fidèle reflet de l'image optique projetée. Lors du passage du faisceau analyseur, chaque point de la cible captera la quantité d'électrons nécessaire pour ramener son potentiel à celui de la cathode du canon. Les électrons excédentaires sont « repoussés » par la cible et captés par la grille de récupération. Les divers courants correspondant aux apports d'électrons du faisceau, qui annulent les charges positives de la cible, traversent la résistance de charge, placée dans le circuit de la plaque de signal, et créent à ses bornes des variations de potentiel qui constituent le signal vidéo.

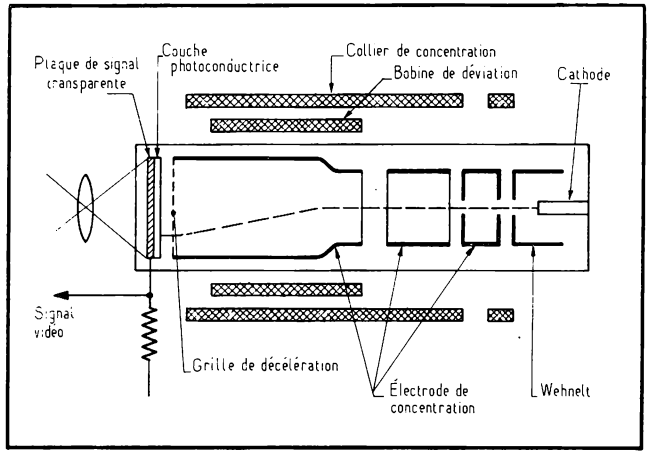


Fig. 4-9. — Constitution d'un tube vidicon et son équipement associé.

Le phénomène de photoconductivité est entaché d'une certaine hystérésis : la conductivité du matériau ne reprend pas immédiatement sa « valeur d'obscurité » lorsque l'excitation lumineuse est supprimée. Cela se traduit par un certain flou sur des images dont la luminosité varie rapidement et un « traînage » dans les prises de vues d'objets en mouvement. Notons que cet effet de mémoire trouve des applications dans certains domaines de la télévision (télécinéma à déroulement non synchronisé, convertisseurs de définition à fréquences de lignes et de trames différentes); il est même utilisé systématiquement dans des « tubes-mémoires », capables de conserver fort longtemps des informations qui ont été « imprimées » sur la cible.

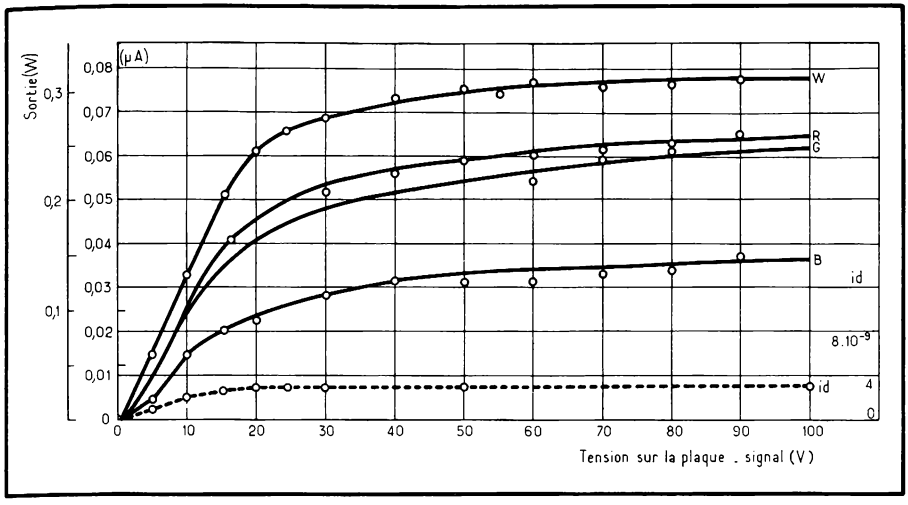


Fig. 4-10. — Caractéristiques courant/tension de plaque-signal d'un tube plumbicon exposé à la lumière blanche (W), rouge (R), verte (G), bleue (B) et dans l'obscurité (**i d**) (échelle de droite).

Les matériaux photoconducteurs ont une sensibilité plus élevée que les matériaux photo-émissifs. Pourtant, le tube image-orthicon, grâce à son multiplicateur d'électrons, est resté longtemps dans une gamme de sensibilité très supérieure à celle des tubes analyseurs à cible photoconductrice, tels que le vidicon.

Compte tenu de la simplicité relative de constitution d'un analyseur à photoconduction, de la facilité de sa mise en œuvre et de sa robustesse, des recherches ont été menées activement pour mettre au point de nouveaux matériaux photoconducteurs, plus sensibles et présentant une rémanence moins importante. Ces recherches ont abouti, ces dernières années, à la réalisation d'un type de tube ultra-sensible, le *plumbicon,* dont la cible photoconductrice est constituée par du protoxyde de plomb, PbO (d'où son nom).

Cette couche est déposée sur la plaque de signal par vaporisation, sous forme cristallisée. La couche a une épaisseur de 10 à 20 μm et les cristaux se présentent sous forme d'aiguillettes de 0,1 à 1 μm, ce qui assure une excellente définition (ou pouvoir de résolution). En fait, la couche de PbO pur est prise en sandwich entre deux autres couches extrêmement minces : l'une, qui assure le contact avec la plaque de signal (elle-même en bioxyde d'antimoine, SbO_2, ou d'étain, SnO_2), prend une conductivité de type *n* par diffusion de porteurs négatifs provenant du SbO_2 ou du SnO_2; l'autre couche, du côté du canon électronique, a été dopée de façon qu'elle prenne une conductivité de type *p*. Ces trois couches constituent en quelque sorte une diode *p-i-n,* connectée en sens inverse (le courant circule de la cathode du canon électronique vers la plaque de signal).

Cette constitution très particulière de la cible du plumbicon, dont la technologie est, par ailleurs, parfaitement identique à celle d'un vidicon, explique les caractéristiques remarquables de ce tube. Sa sensibilité élevée (de l'ordre de 300 μA/lx pour une source à 2870 °K, ce qui est comparable à la sensibilité d'un image-orthicon) est due principalement à la couche de semi-conducteur intrinsèque, située entre les couches *p* et *n,* où le champ électrique est élevé. La présence de contacts « bloquants » (couches *p* et *n*)

permet d'avoir un courant d'obscurité très faible, ainsi que le confirment les caractéristiques du courant photo-électrique (fig. 4-10), qui sont typiquement celles d'une diode à zone intrinsèque, montée en sens inverse. De plus, la nature du matériau photoconducteur utilisé, d'une part, et la minceur de la couche déposée par vaporisation, d'autre part, entraînent des caractéristiques de non-rémanence fort intéressantes pour les besoins de la télévision.

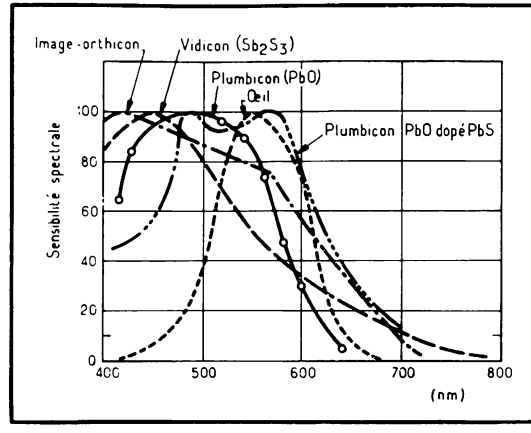


Fig. 4-11. — Courbes de réponse spectrale de différents types de tubes de prise de vues comparées à celle de l'œil humain moyen.

Enfin, notons à l'actif de ce type de tube, la possibilité, ainsi que l'ont démontrée de nombreux essais en laboratoire, d'obtenir des courbes de réponse spectrale décalées ou élargies vers l'infrarouge, par dopage du PbO avec du sulfure de plomb, PbS, par exemple. Cette faculté trouvera, entre autres, des applications dans la télévision en couleurs, sans parler d'autres domaines sortant du cadre de notre exposé (la télévision par infrarouge, par exemple).

La figure 4-11 donne les courbes de réponse spectrale relative d'un image-orthicon, d'un vidicon au sulfure d'antimoine, d'un plumbicon à couche intrinsèque non dopée, d'un plumbicon à couche intrinsèque dopée avec du PbS et de l'œil humain, enfin. Sans être prophète, on peut estimer que les tubes du type plumbicon remplaceront, dans la plupart des cas, les tubes analyseurs connus jusqu'ici, tant l'ensemble de leurs caractéristiques leur donne un avantage écrasant sur leurs prédécesseurs.

CHAPITRE 5

LES TRANSDUCTEURS COURANT - LUMIÈRE

L'EFFET CATHODO - LUMINESCENT

LES TUBES CATHODIQUES

La restitution de l'image optique originelle, après son analyse, sa transformation en signaux électriques et le transport à plus ou moins grande distance de ces informations sur un support solide (câbles) ou immatériel (ondes hertziennes), est généralement assurée grâce à un phénomène appelé cathodo-luminescence. Il s'agit de la propriété qu'ont un certain nombre de corps (matières luminescentes *ou, plus exactement,* phosphorescentes **) de s'illuminer sous l'effet d'un bombardement d'électrons. Ce bombardement sera évidemment effectué par un canon électronique, qui permet, nous le savons, d'obtenir un pinceau extrêmement fin et maniable, dont on peut commander l'intensité (ce qui se traduira par une illumination plus au moins intense de son point d'impact).*

Nous avons dit que tel était le processus généralement utilisé pour reconstituer les images optiques, car d'autres procédés sont à l'étude — nous les exposerons brièvement en fin de ce chapitre — qui permettraient peut-être une simplification de l'organe transducteur courant - lumière ou de plus grandes dimensions de l'image. En particulier, l'effet d'électro-luminescence a permis la réalisation en laboratoire de transducteurs se présentant sous forme d'écrans plats de dimensions aussi grandes que désirées. Par ailleurs, l'utilisation de faisceaux lasers pour la reconstitution d'images en relief, et même en relief et en couleurs (procédé fondé sur les interférences de radiations monochromatiques), sans support matériel, est actuellement à l'étude dans de nombreux laboratoires de recherches et pourrait bien révolutionner les techniques d'art visuel.

(*) La *Commission Electrotechnique Internationale* (*C.E.I.*) différencie en deux groupes les phénomènes de luminescence : *fluorescence :* luminescence qui cesse un temps très court après l'excitation ($< 10^{-8}$ s) ; *phosphorescence :* luminescence qui persiste un temps appréciable après l'excitation ($> 10^{-8}$ s).

C'est donc ce dernier terme qu'il convient d'adopter, car les matériaux utilisés en télévision doivent présenter une persistance de luminescence supérieure au seuil d'inertie de l'œil. Mais nous dirons « poudres phosphorescentes » et non « phosphores », terme généralement employé et incorrect.

1. — L'effet cathodo-luminescent ; les poudres phosphorescentes

L'émission de rayonnements par les atomes, sous l'effet d'une excitation extérieure, est un phénomène auquel on a donné le nom général de luminescence. De nombreuses applications de ce phénomène sont passées dans le domaine courant ; citons, entre autres, les tubes d'éclairage, improprement appelés « au néon », emplis en réalité de gaz rares divers (argon, krypton, néon) sous faible pression, dont les atomes ionisés émettent des radiations lumineuses, sous l'influence de décharges électriques; ces radiations excitent la luminescence de matériaux déposés sur les parois du tube et dont le spectre est proche de celui de la lumière blanche.

Essayons de comprendre sommairement le processus de génération de radiations par l'atome excité. D'après le schéma de l'atome, conçu par Bohr, les électrons sont distribués sur des orbites de diamètres croissants, tout autour du noyau (fig. 5-1). Les électrons placés sur les orbites les plus extérieures sont les moins « accrochés » au noyau. Sous l'effet du choc d'une particule, certains de ces électrons peuvent changer d'orbite; l'atome acquiert alors une énergie supérieure à son énergie initiale; on dit qu'il est « excité ». Mais cet état instable ne dure pas, les électrons déplacés tendant à réintégrer leurs orbites initiales. Ce faisant, ils restituent une certaine quantité de l'énergie qui leur avait été communiquée lors de leur premier changement d'orbite, sous forme de radiations de résonance (émission d'un photon). Ces radiations se situeront dans le spectre des fréquences visibles, ou au-dessus (ultraviolet, rayons X), suivant les quantités d'énergie libérées, faibles ou élevées.

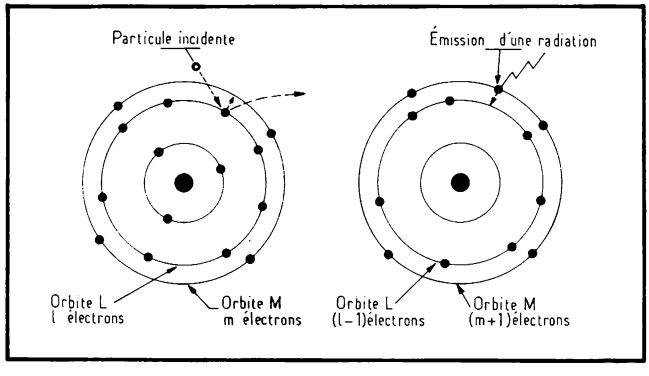


Fig. 5-1. — Principe de la génération de radiations par un atome « excité ».

L'effet cathodo-luminescent, qui est un cas particulier de luminescence, concerne l'illumination de certains matériaux sous l'effet du bombardement d'électrons fournis par un canon électronique. Les poudres phosphorescentes utilisées ne sont pas des corps chimiquement purs, ce sont des mélanges étudiés pour donner un spectre de radiations se rapprochant de la lumière blanche, dans le cas de la télévision en noir et blanc (mélange de poudres à luminescence bleue et à luminescence jaune), ou des couleurs primaires rouge, bleu ou vert, dans le cas de la télévision en couleurs.

D'autre part le choix des poudres utilisées sera guidé par le type de tube auquel elles sont destinées : les sulfures, qui ont une haute intensité de rayonnement, constitueront les écrans des tubes dits « à vision directe »

(l'image est vue sur l'écran lui-même) ; les silicates seront choisis, en raison de leur haute tenue au bombardement électronique, pour les tubes exigeant une luminosité violente (donc un impact à haute vitesse du faisceau), tels que ceux encore utilisés dans les kinescopes (enregistrement d'images TV sur film) ou dans certains systèmes à projection (par une optique appropriée, l'image, extrêmement lumineuse, formée sur l'écran du tube, est projetée avec agrandissement sur un écran du type cinéma).

Enfin, dernier critère pour le choix des poudres phosphorescentes : leur rémanence. Nous savons que la phosphorescence est une luminescence provoquée par l'impact de particules (électrons en l'occurrence), et que la brillance du matériau ainsi excité persiste un certain temps après l'arrêt de l'excitation, ou plutôt décroît plus ou moins lentement en fonction du temps. Comme, dans le mode de balayage adopté pour la télévision, chaque point de l'écran est exploré par le faisceau électronique tous les $1/50^{es}$ de seconde (25 images ou 50 trames entrelacées par seconde) ou encore toutes les 20 ms, il ne faut pas que la persistance de la poudre utilisée soit plus grande que 20 ms, sous peine de provoquer un « traînage », la luminosité d'une image donnée se superposant à la luminosité résiduelle de l'image précédente. D'autre part, comme cette cadence de 50 par seconde est proche du seuil de *séparation temporelle* de l'œil (voir chap. 1), il est préférable d'utiliser des poudres dont le temps de persistance n'est pas trop inférieur à 20 ms. Notons, au sujet de la rémanence, que, dans certains cas, on peut être amené à choisir des poudres phosphorescentes de persistance plus élevée (convertisseurs de définition, par exemple).

On trouvera dans le tableau ci-après les caractéristiques des substances phosphorescentes employées actuellement pour la fabrication des écrans des tubes couleurs. Un grand progrès a été réalisé avec la mise au point d'un

Couleurs	Substances luminescentes	Temps pour une décroissance de 90 % de la lum.	Rendement (lm/W)
Rouge	$Y(VO_4)$-Eu	1,2 ms	15,5
Vert	(ZnCd)S	60 ms	46
Bleu	ZnS	20 ms	8,1

nouveau matériau, le vanadate d'yttrium activé à l'europium, pour la reproduction du rouge. Cette substance présente des caractéristiques comparables à celles des sulfures reproduisant le bleu et le vert, alors que, pendant assez longtemps, on a dû abaisser les performances de ces dernières pour s'aligner avec le rendement des poudres jusqu'alors utilisées pour le rouge, $Zn_3(PO_4)$-Mn et $(ZnCd)S_2$-Ag.

2. — Tubes cathodiques à vision directe pour TV achrome

Il s'agit des tubes les plus courants où l'image est vue directement sur le fond de l'ampoule qui constitue l'écran. Pour les raisons que nous avons déjà étudiées dans le chapitre relatif au canon électronique (recherche d'un grand angle de balayage), le mode de déflexion adopté est électromagnétique. En revanche, le mode de concentration est électrostatique sur la presque totalité des modèles actuels pour la télévision en noir et blanc.

2-1. — *CONSTITUTION D'UN TUBE CATHODIQUE ACHROME A VISION DIRECTE*

Un tube cathodique à vision directe se présente sous forme d'une ampoule, généralement toute en verre, de forme conique plus ou moins aplatie, dont le fond constitue l'écran et dans le col de laquelle est placé le canon électronique (fig. 5-2) ; un vide très poussé est fait à l'intérieur de cette enceinte.

Nous passerons rapidement sur la technologie de l'ampoule proprement dite, qui est réalisée, en fait, en trois parties distinctes. L'*écran* est une sorte de cuvette, en verre d'excellente qualité optique, dont la forme a évolué au cours de ces dernières années : bombé et rond à l'origine, il est, actuellement, presque plat et quasiment rectangulaire. Le *cône* doit avoir une bonne résistance à la pression et aux variations de température; grâce aux progrès réalisés en matière de déflexion électromagnétique, son angle d'ouverture a augmenté singulièrement : de 50°, au tout début, il est passé à 70°, puis 90°, et enfin 110° et 114°, ce qui permet d'avoir un encombrement du tube, en profondeur, bien plus faible, pour une surface d'écran identique (fig. 5-3). Le *col*, enfin, a la forme d'un cylindre légèrement évasé à l'extrémité qui recevra le canon électronique.

Les problèmes de résistance de l'ampoule à la pression atmosphérique sont d'un intérêt non négligeable. Grâce au contrôle très sévère assuré au stade de la fabrication, les risques d'implosion sont minimes. Ils existent néanmoins, car, mis à part les vices de construction, il subsiste toujours le risque d'un choc mécanique ou thermique. Pour pallier ce danger, les récepteurs de télévision ont été longtemps équipés d'un panneau de verre protecteur placé à quelques centimètres de l'écran. D'autres solutions ont vu le jour par la suite, et celle adoptée unanimement maintenant est tout à la fois simple et d'une efficacité absolue : on a remarqué que le « point faible » des tubes-images était la soudure entre le cône et l'écran. En renforçant cette zone par une bande métallique ou une sorte de coque en métal (fig. 5-4)

Fig. 5-2, ci-contre. — Constitution de l'ampoule d'un tube cathodique.

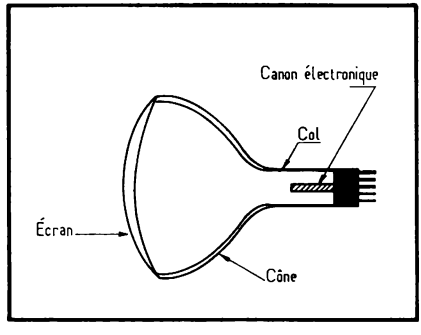
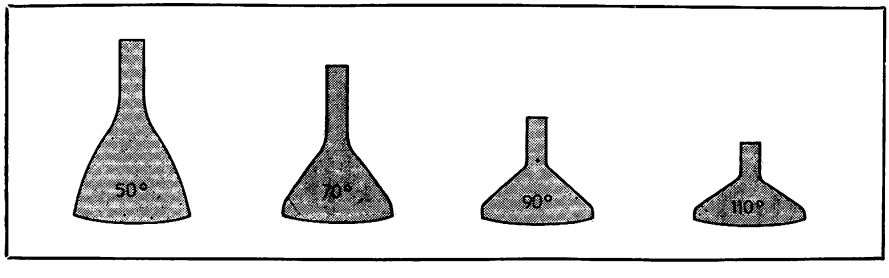


Fig. 5-3, ci-dessous. — Evolution des formes du tube cathodique en fonction de l'angle de déflexion.



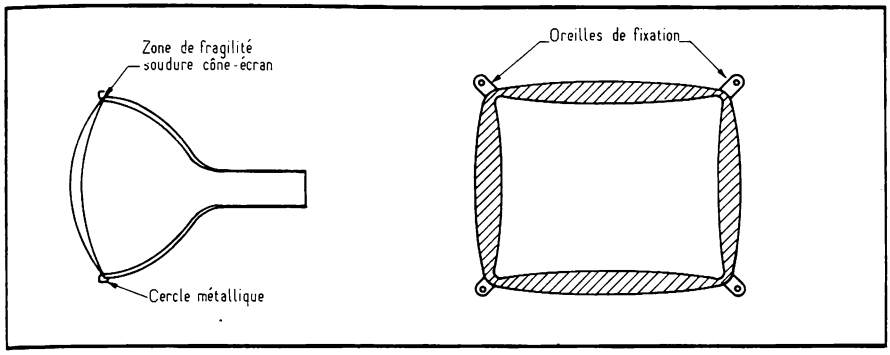


Fig. 5-4, ci-dessus. — Protection contre l'implosion par renforcement de la zone de « fragilité » du tube par une ceinture métallique.

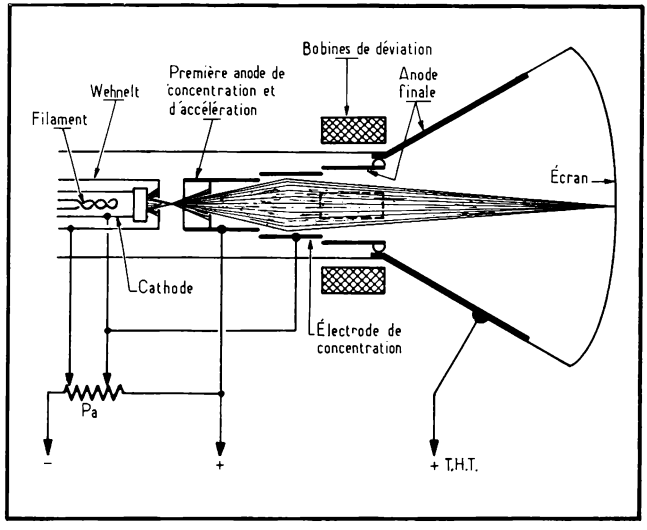


Fig. 5-5, ci-contre. — Constitution d'un tube cathodique à canon du type tétrode et à concentration électrostatique.

cerclant le tube, avec une tension bien déterminée, on compense les tensions internes pouvant y prendre naissance. Un choc violent sur l'écran ne provoque plus alors qu'un fendillement progressif de ce dernier, sans implosion. Ce modèle de tube, dit « autoprotecteur », est réalisé, avec quelques variantes, par la totalité des constructeurs. Ainsi, un tube de 63 cm peut-il supporter allégrement quelque 10 tonnes de pression qu'exerce sur lui l'atmosphère.

2-2. — *PARTICULARITÉS DU CANON ÉLECTRONIQUE D'UN TUBE CATHODIQUE A VISION DIRECTE*

Nous avons étudié, au chapitre 3, les principes essentiels de fonctionnement des canons à électrons. Nous ne donnerons donc ici que la description succincte des types de canons utilisés dans les tubes-images.

Dans les tubes à concentration électrostatique, le canon est du type tétrode (fig. 5-5). La cathode est constituée par un cylindre fermé à une extrémité, à l'intérieur duquel est enfilé le filament en tungstène chargé du chauffage. Ce dernier est isolé du corps de la cathode par une couche d'alumine. Le fond du cylindre est enduit extérieurement d'une pâte de baryum et de strontium, matériaux fortement émissifs. La cathode est elle-même placée à l'intérieur

d'un cylindre dont une extrémité, fermée, est percée d'un petit trou, de diamètre inférieur à la surface émissive. Ce cylindre, qui sera porté à un potentiel négatif par rapport à la cathode, constitue la « grille de commande » appelée wehnelt.

Toujours sur le même axe et en s'éloignant de la cathode, on trouve une anode portée à un potentiel positif et constituée par un long cylindre dont l'extrémité fermée et percée d'un diaphragme est tournée vers le wehnelt. On constitue ainsi, dans l'espace wehnelt-première anode, une première lentille électrostatique. A la sortie de la première anode, qui a un effet d'accélération et de concentration, le faisceau passe dans une électrode cylindrique qui le reconcentre, puis, accéléré par le champ d'une deuxième anode cylindrique, qui se prolonge sur les parois internes du cône et qui est alimentée en très haute tension (de l'ordre de 10 à 20 kV, suivant les tubes), il atteint l'écran en un spot de diamètre très réduit. Notons que l'on dispose d'un moyen simple de réglage de la focalisation — donc de la finesse du spot — en agissant sur le champ entre la première anode et l'électrode de concentration, par variation du potentiel de cette dernière (potentiomètre P_a).

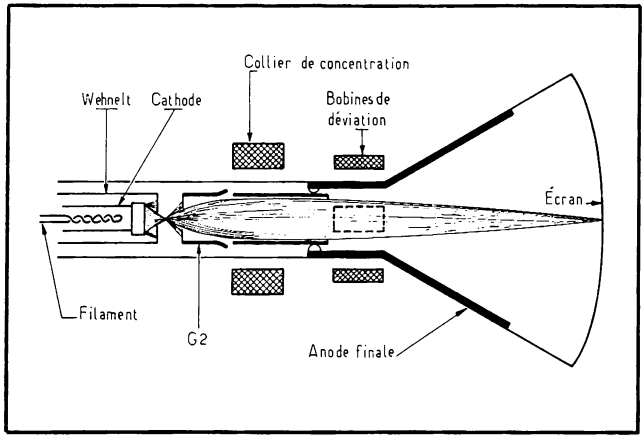


Fig. 5-6. — Tube cathodique à concentration électromagnétique.

Dans les tubes-images à concentration électromagnétique, on retrouve bien la première lentille électrostatique dans l'espace wehnelt-anode (fig. 5-6). Mais la focalisation finale est assurée par un collier électromagnétique, extérieur au tube, l'anode d'accélération se prolongeant jusqu'aux parois du cône. La bobine de concentration, parcourue par un courant continu, a servi parfois de bobine de filtrage dans l'alimentation générale du téléviseur. L'un des inconvénients de ce procédé est dû au fait que les caractéristiques de focalisation de la lentille électromagnétique évoluent en fonction de l'échauffement inévitable de la bobine en cours de fonctionnement. Aussi a-t-on adopté, pour les tubes à vision directe achromes, la concentration électrostatique, plus économique et plus pratique. Pour certains types de tubes on est encore obligé d'utiliser, en appoint, la concentration électromagnétique et même magnétique.

2-3. — *L'ÉCRAN DES TUBES CATHODIQUES ACHROMES L'ALUMINISATION*

Sous l'effet du bombardement incessant d'électrons, la couche phosphorescente recouvrant la face interne de l'écran finirait par atteindre un poten-

tiel négatif suffisant pour atténuer fortement la force d'impact du faisceau et même pour le repousser. Heureusement, un phénomène d'émission secondaire, entrant en jeu, ramène le potentiel de l'écran à sa valeur initiale, les électrons secondaires étant captés par l'anode d'accélération recouvrant le cône.

En fait, dans les tubes modernes est appliqué un procédé, l'aluminisation, qui offre de nombreux avantages, tant pour la continuité de conduction entre l'écran et l'anode collectrice, que pour l'augmentation du rendement lumineux et pour la suppression de tout risque de détérioration de l'écran par

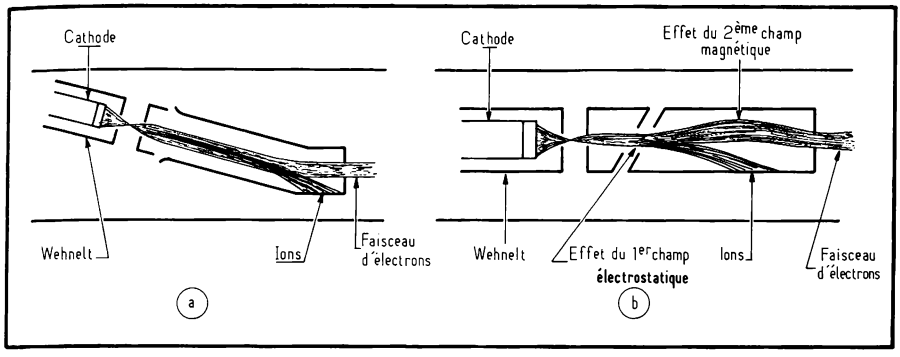


Fig. 5-7. — Principe de l'élimination des ions résiduels par piège à ions ; la direction oblique du faisceau au départ de la cathode peut être obtenue par inclinaison du canon (a) ou par anodes en sifflet (b).

l'impact d'ions. En effet, des atomes de gaz résiduels restant « collés » aux parois du tube, même après que l'on y ait fait un vide poussé, se dégagent en cours de fonctionnement. Sous l'effet de chocs avec des électrons du faisceau, ces atomes s'ionisent négativement et sont attirés par le potentiel positif de l'écran où ils arrivent avec une grande énergie cinétique, compte tenu de leur masse, importante par rapport à celles des électrons. De plus, leurs trajectoires, toujours en raison de leur grande inertie, ne sont pratiquement pas influencées par les champs de déviation électromagnétique. Aussi bombardent-ils toujours la même zone très restreinte, au centre de l'écran, et finissent-ils par y provoquer une détérioration irréversible de la couche luminescente, défaut connu sous le nom de « tache ionique ».

En déposant sur la face interne de la couche luminescente un film d'aluminium, suffisamment mince pour ne pas freiner les électrons, mais assez épais pour bloquer les ions, on échappe à tous les risques de brûlures d'écran que pourraient provoquer ces derniers. D'autre part, la couche aluminisée assure une conduction parfaite du courant de retour des électrons incidents vers l'anode et joue le rôle de miroir, réfléchissant vers l'avant la lumière émise par la face arrière de la couche luminescente, énergie lumineuse gaspillée inutilement dans les tubes non aluminisés.

2-4. — *LES PIÈGES A IONS*

Avant la découverte du procédé d'aluminisation des tubes cathodiques, on utilisait, pour éliminer les ions résiduels, ce que l'on appelait des « pièges à ions ». Leur principe consistait à donner au faisceau électronique une direction oblique, par rapport à l'axe du tube, à sa sortie de la cathode, puis à le redresser parallèlement à cet axe au moyen d'un champ magnétique créé par un aimant auxiliaire placé sur le col du tube. Les ions, insensibles

au champ magnétique (plus exactement beaucoup moins sensibles que les électrons), continuent leur trajet suivant la direction oblique originelle et sont captés par les bords d'un diaphragme.

Pour donner au faisceau une direction oblique au départ de la cathode, on peut incliner la partie correspondante du canon et redresser ensuite le faisceau au moyen d'un aimant disposé sur le col. On peut aussi créer un champ électrostatique oblique en coupant en biseau la première et la deuxième anode; le champ électrostatique agit de la même manière sur les électrons et sur les ions. On redresse ensuite le faisceau d'électrons seul, à l'aide de deux aimants, pour le ramener suivant l'axe du tube (fig. 5-7).

3. — Tubes cathodiques achromes à projection; l'Eidophor

On est vite limité quant aux dimensions de l'écran d'un tube cathodique tel que celui dont nous venons de décrire le principe. En effet, par suite du vide poussé exigé pour le fonctionnement de ce tube, l'ampoule serait soumise à de trop fortes contraintes si l'on augmentait au-delà de certaines limites la surface de son écran, et donc sa surface totale (car la force exercée par la pression atmosphérique augmente suivant le carré de la diagonale de l'écran). Pour améliorer la résistance de l'ampoule à l'implosion, il faudrait donner à l'écran une forme bombée provoquant des aberrations optiques (comme dans les premiers tubes cathodiques). Pratiquement, on s'est limité à une diagonale de 70 cm pour l'écran; les tubes à diagonale de 58 ou 63 cm sont, actuellement, les plus répandus.

Une solution, qui connaît un succès assez limité, consiste en l'emploi d'un tube cathodique de petites dimensions, mais permettant l'obtention d'une image très brillante que l'on projette par une optique appropriée (optique de SCHMIDT) sur un grand écran du type cinéma. Pour obtenir une grande luminosité, on doit utiliser des poudres luminescentes spéciales et appliquer au faisceau d'électrons une tension d'accélération élevée (25 à 50 kV). Le principe de fonctionnement d'un tube à projection est identique à celui du tube à vision directe, les seules différences consistant dans l'obligation d'avoir un spot très fin (pour conserver une bonne définition sur l'image agrandie) et de pallier les conséquences de l'impact à grande énergie des électrons sur la couche luminescente (émission secondaire, émission de rayons X).

Un autre procédé est passé, malgré sa très grande complexité, au stade du développement industriel. Il s'agit de l'« Eidophor », conçu par le Professeur FISCHER. Précisons que ce système n'est pas à la portée d'un simple particulier, son prix et son encombrement le destinant à l'utilisation dans des installations publiques. Le grand avantage de l'Eidophor est que la source lumineuse est indépendante du faisceau électronique et peut être aussi puissante qu'on le désire. Il est ainsi possible d'obtenir une image très lumineuse sur grand écran (jusqu'à 70 m²), les dimensions de ce dernier n'étant limitées que par la visibilité de la structure linéaire de l'image TV.

Le principe de base est le suivant : une source lumineuse puissante (lampe au xénon, par exemple) éclaire un panneau mince dont le coefficient de transparence en chaque point est variable. Ce panneau est balayé, ligne par ligne et trame par trame, par un faisceau électronique, lui-même modulé en intensité par le signal vidéo. Sous l'impact des électrons, chaque point du plan prend un coefficient de transparence différent : s'il a reçu peu d'électrons, il est opaque; s'il en a reçu beaucoup, il transmet la totalité de l'énergie lumineuse. Après analyse totale du panneau par le faisceau, les

rayons lumineux transmis en partie ou en totalité par chaque point élémentaire de ce plan et convenablement dirigés, par une optique spéciale, vers un écran, y reconstitueront l'image correspondant au signal de modulation du faisceau électronique. Il va de soi que chaque point du panneau doit reprendre, au bout d'un temps assez bref après son analyse par le faisceau, un coefficient de transparence nul pour permettre la formation de la trame suivante.

Pour simplifier l'exposé nous avons supposé un panneau de transparence variable. Hélas! il n'existe pas à l'heure actuelle, du moins sur le plan industriel, de matériau pouvant nous permettre de réaliser un tel panneau. A sa place, il faut installer un système optique à réseaux à fentes conjointement avec une plaque transparente couverte d'une fine pellicule d'huile (fig. 5-8).

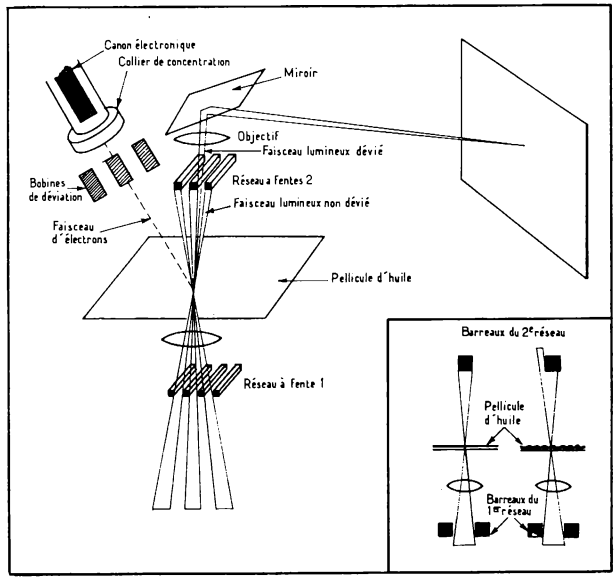


Fig. 5-8. — Principe de fonctionnement d'un Eidophor. En médaillon, on voit comment est occulté, en plus ou moins grande partie, le faisceau lumineux, suivant l'état de surface de la couche d'huile. La modulation du faisceau utilisé ici n'est pas une modulation en intensité, comme dans les tubes cathodiques à vision directe, mais une modulation des dimensions du spot, par action sur des électrodes de focalisation.

Lorsque la surface de l'huile est lisse, les rayons lumineux passant par les fentes du premier réseau sont arrêtés par les barres du deuxième réseau et n'atteignent pas l'écran. Sous l'effet du bombardement électronique, la pellicule d'huile se ride par dépôts de charges électrostatiques, plus ou moins suivant le diamètre du spot en chaque point; les rayons issus du premier réseau sont réfractés de telle sorte qu'ils sont dirigés en plus ou moins grande partie vers les fentes du deuxième réseau et atteignent l'écran, modulés en intensité proportionnellement à la modulation du signal vidéo.

La figure 5-9 montre le principe de constitution d'un Eidophor de modèle récent. Le double réseau à fentes y est remplacé par un réseau constitué par des barres réfléchissantes, et la pellicule d'huile est étalée sur la surface d'un miroir concave. Lorsque la surface d'huile est lisse, la lumière réfléchie par les barreaux, puis par le miroir, est redispersée par la partie réfléchissante des barreaux. Au contraire, lorsque la surface d'huile est ridée, une partie de la lumière peut passer entre les fentes du réseau et atteindre l'écran.

Un dispositif mécanique (racleur) assure une répartition uniforme de l'huile sur le miroir concave. Son mécanisme d'entraînement empêche de sceller le tube, et il faut donc prévoir un appareillage d'entretien de vide élevé, assez encombrant.

4. — Tubes cathodiques polychromes

Supposons en premier lieu que, de même que, pour la reproduction achrome, nous disposons d'une information de luminance du noir au blanc, de même, pour la reproduction polychrome, nous avons les trois informations de luminance correspondant aux trois couleurs primaires : rouge, bleu et vert. La première solution qui vient à l'esprit pour réaliser la reproduction d'images télévisées en couleurs est la suivante : utiliser trois tubes cathodiques achromes munis de filtres correspondant aux informations qui leur seront fournies (rouge, bleu ou vert) et former, par une optique appropriée (miroirs dichroïques) superposant leurs trois images, une seule image polychrome, l'œil faisant la synthèse dans l'espace des trois images en couleurs primaires. Cette solution a été expérimentée, de même que celle qui consisterait à faire défiler devant un tube achrome un carrousel de filtres alternés rouges, bleus et verts. En modulant alors alternativement le tube par le signal correspondant à la couleur du filtre passant devant son écran à un instant donné, on peut reconstituer l'image en couleurs originelles, l'œil faisant ici la synthèse, dans le temps, des trois images primaires.

Mais notre propos est d'étudier ici les transducteurs courant - lumière spécifiques de la reproduction en couleurs. Nous les classerons en deux groupes suivant qu'ils utilisent l'une ou l'autre de ces deux caractéristiques de la perception des couleurs : la faculté d'intégration dans l'espace (reproducteurs simultanés) et celle d'intégration dans le temps (reproducteurs séquentiels).

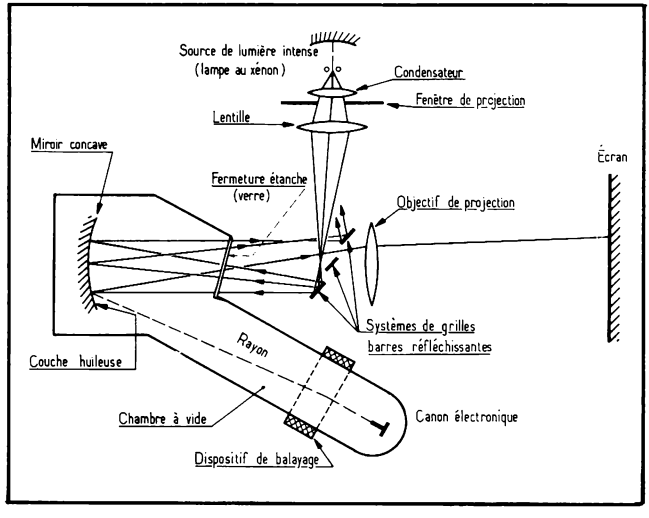


Fig. 5-9. — Constitution d'un Eidophor de modèle récent.

Précisons à quelles conditions devront répondre les transducteurs courant-lumière destinés à la reproduction des couleurs :

— Mêmes qualités que les transducteurs noir et blanc (luminosité, contraste, définition ou finesse de l'image) ;

— Reproduction fidèle des couleurs, tant en ce qui concerne la teinte que la saturation (ou la pureté) ;

— Compatibilité inverse : c'est-à-dire reproduction parfaite des images en noir et blanc;

— Absence de structure parasite, due à la constitution même du transducteur et détériorant l'image de façon sensible.

Nous verrons combien il est difficile de répondre à toutes ces conditions et que le seul transducteur ayant réellement, jusqu'à ce jour, eu la consécration d'une utilisation à grande échelle sur une période de temps assez étendue, est un véritable monstre d'ingéniosité technique, sans assurer pour autant un rendement aussi satisfaisant que les tubes cathodiques achromes classiques.

4-1. — *TUBES CATHODIQUES POLYCHROMES A REPRODUCTION SIMULTANÉE*

Deux modèles permettant la reproduction simultanée de trois couleurs primaires ont atteint le stade industriel. Le premier, le tube à masque perforé (« shadow-mask »), équipe des millions de récepteurs aux U.S.A. et au Japon et une bonne partie des téléviseurs couleurs fabriqués en Europe.

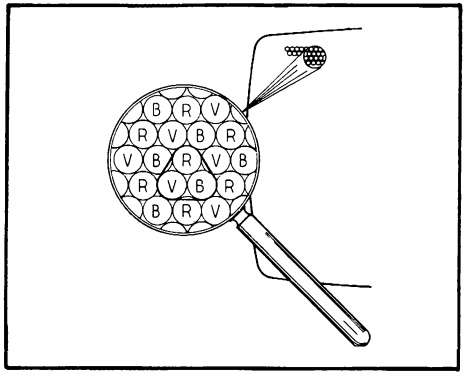


Fig. 5-10. — La couche luminescente recouvrant l'écran d'un tube à masque perforé est constitué de millions de pastilles de couleurs différentes (rouge, bleue, verte) groupées par triades.

Le second, le tube chromatron à trois canons (ou à trois cathodes réunies dans un même canon, appelé tube « Trinitron ») et à grille de post-concentration, n'a dépassé que plus récemment le stade du laboratoire et, malgré ses avantages certains (meilleur rendement lumineux, circuits et réglages de convergence simplifiés) n'a été adopté que par un fort petit nombre de constructeurs.

4-1-1. — *Le tube cathodique à masque perforé*

Mis au point, dès 1949, par *R.C.A.*, ce tube-images est une merveille d'ingéniosité et de précision. On pourra s'étonner que, malgré sa complexité technologique et la délicatesse de sa mise en œuvre, il ait été développé d'une façon aussi large, alors que d'autres tubes, de fabrication et de fonctionnement apparemment plus simples, sont restés dans l'ombre jusqu'à ce jour. La réponse à cette question réside sans doute dans le fait que les études poussées jusqu'au stade de la réalisation industrielle d'un tube couleurs, quel qu'il soit, exigent des investissements importants, et qu'au moment où démarrait la TV couleurs aux U.S.A. et où le marché était fort restreint (jusqu'en 1960, le nombre de téléviseurs vendus par année n'a pas dépassé 100 000), le choix s'est porté sur le modèle le plus « au point », le plus apte à être fabriqué immédiatement en série. Il reste à savoir dans quelle mesure l'adoption d'un tube aussi complexe et délicat n'a pas freiné le développement de la TV couleurs aux U.S.A.

La forme extérieure du tube à masque perforé est en tous points comparable à celle d'un tube-images achrome à vision directe. C'est à l'intérieur que les choses se compliquent singulièrement!

La couche luminescente qui tapisse la paroi interne de son écran n'est pas homogène, mais est constituée par plus d'un million de points, de 430 μm de diamètre, appelés *luminophores*. Ces luminophores sont groupés par trois, chaque luminophore de chaque *triade* ayant une luminescence de couleur différente : rouge, bleue ou verte (fig. 5-10).

A environ 15 mm en arrière de l'écran est placé un masque en tôle d'acier de 0,1 mm d'épaisseur, percé d'autant de trous (diamètre 250 μm) qu'il y a de triades de luminophores, soit 400 000 environ. Le masque est positionné de sorte que ses trous soient en face des centres des triades (fig. 5-11).

Le col de l'ampoule contient trois canons disposés à 120° l'un de l'autre autour de l'axe du tube, de façon telle que chaque canon ne « voit » à travers les trous du masque que des luminophores d'une seule couleur (fig. 5-12) (chaque canon « voyant » une couleur différente, bien entendu).

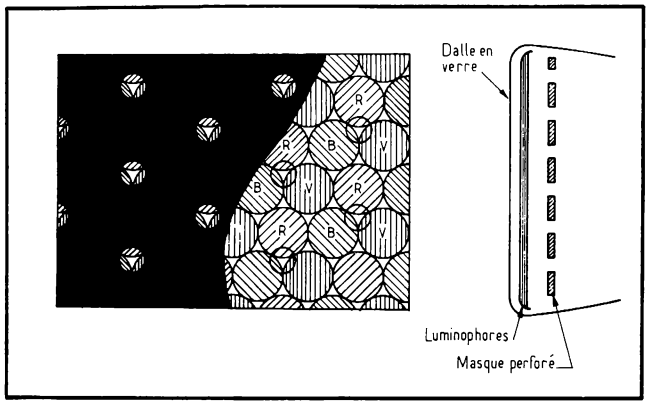


Fig. 5-11. — Positionnement du masque perforé derrière l'écran.

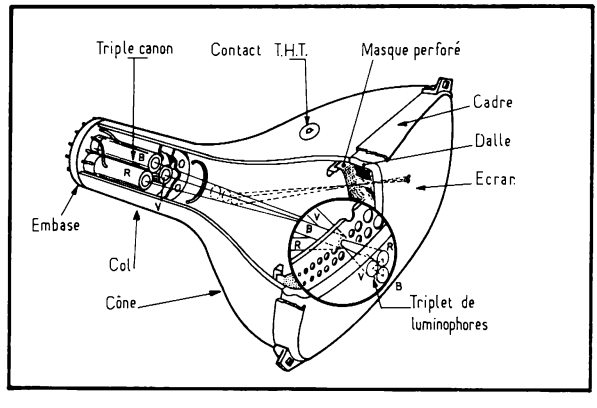


Fig. 5-12. — Eclaté montrant la constitution d'un tube à masque perforé.

En fait, le diamètre du spot de chaque faisceau sur le masque est tel qu'il recouvre plusieurs trous (fig. 5-13). Une faible partie des électrons seulement peut donc atteindre les luminophores correspondant à l'axe de visée d'un canon déterminé, le reste du faisceau étant arrêté par le masque. Ainsi plus de 80 % de l'énergie du faisceau est convertie en chaleur, moins de 20 % seulement étant utilisée pour exciter les luminophores. Le rendement du tube à masque est déplorablement faible, et il a fallu augmenter considérablement la tension d'accélération (de l'ordre de 25 kV) et le courant de

faisceau (de l'ordre de 1 mA, contre quelque 200 μA pour le tube-images achrome) pour obtenir une luminosité acceptable.

L'analyse du tube à masque est faite suivant les mêmes principes que celle du tube achrome : ligne par ligne et trame par trame. Il faut évidemment assurer un synchronisme et une superposition parfaits des balayages des

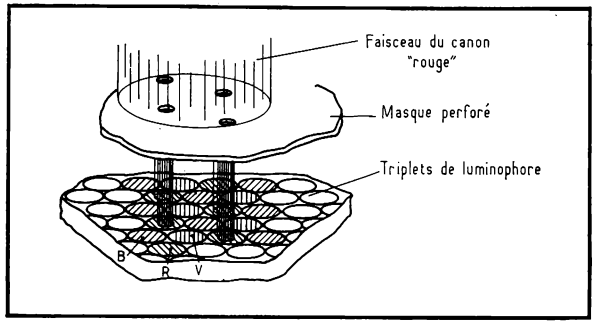


Fig. 5-13. — Une grande proportion des électrons incidents est arrêtée, en pure perte, par le masque.

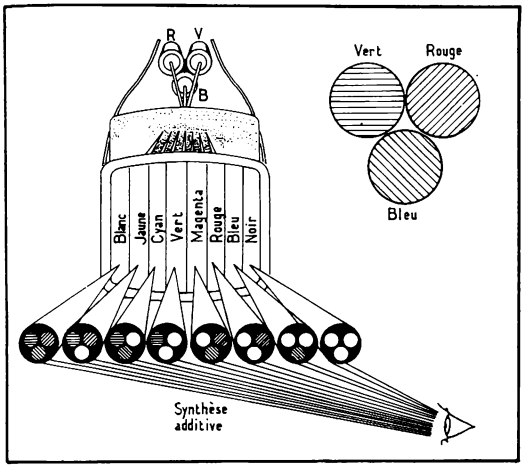


Fig. 5-14. — Par synthèse additive des sources colorées que constituent les pastilles de luminophores, une gamme très étendue de couleurs peut être reconstituée sur l'écran du tube.

faisceaux du vert, du rouge et du bleu. La figure 5-14 montre comment s'illuminent les luminophores de couleurs primaires sous l'impact de ces faisceaux, commandés eux-mêmes par les signaux correspondant à l'analyse d'une mire de barres (par exemple, une barre blanche, une cyan, une jaune, une verte, une magenta, etc). Toutes les couleurs du spectre visible peuvent ainsi être reconstituées (*cf.* chap. 2) par un dosage judicieux de l'intensité de chaque faisceau, l'œil « intègrant » en une impression de teinte unique les radiations fournies par les luminophores de couleurs primaires.

L'exposé des principes de constitution et de fonctionnement du tube à masque perforé se passerait presque de commentaires, tant les défauts inhérents à sa technologie et les difficultés qui se présenteront lors de sa mise en œuvre sont évidents.

Laissons de côté les tours de force que doivent accomplir les fabricants pour assurer une répartition uniforme des triplets, un usinage précis des trous du masque et le positionnement parfait (et durable!) de ces derniers devant les triplets leur correspondant, l'alignement rigoureux de chaque canon, etc. Ces problèmes technologiques sont à peu près résolus maintenant : les procédés employés, dérivant des techniques de photogravure, permettent

un alignement avec une précision de l'ordre de quelque 100 μm des canons, du masque et des triplets.

Mais voyons dans quelle mesure le soin apporté à l'usinage nous assurera un fonctionnement correct. Hélas ! de nombreux facteurs vont intervenir qui détérioreront gravement la qualité de l'image. Il faudra contrebalancer leurs effets par des méthodes correctives assez complexes.

Nous avons vu que l'énergie des faisceaux d'électrons était en majeure partie dissipée en chaleur par le masque qui les intercepte. Cet échauffement non négligeable du masque (environ 20 W) entraîne sa dilatation, donc, un certain déplacement des trous initialement disposés en face des centres des triplets, et le bel alignement réalisé à la fabrication serait ainsi détruit au bout de quelques minutes de fonctionnement. Pour limiter l'expansion du masque, on doit le noircir, ainsi d'ailleurs que l'intérieur du cône du tube (dépôt d'aquadag, sorte de carbone solubilisé, assurant la continuité de la conduction électrique), afin de faciliter le refroidissement par rayonnement.

Mettons le tube à masque sous tension. Théoriquement, les axes des trois faisceaux sont orientés de telle manière que chacun d'eux ne peut atteindre que des luminophores de même couleur. Théoriquement, car il faut, en réalité, tenir compte des dispersions de construction du tube et des champs magnétiques extérieurs (parties en tôle telles que le châssis du téléviseur et le masque lui-même, champ magnétique terrestre). D'autre part, lors du balayage, le point de croisement des trois faisceaux (issus de canons qui ne sont pas dans le même plan) va se déplacer suivant un rayon de courbure

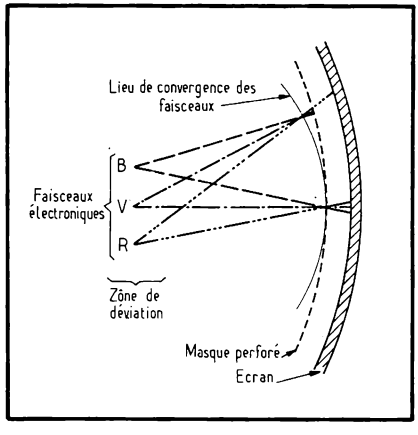


Fig. 5-15. ci-contre. — Erreurs de convergence des trois faisceaux.

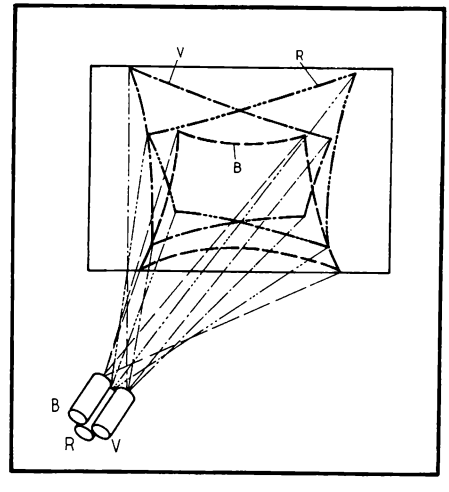


Fig. 5-16, ci-contre. — Déformation en trapèze ; les images fournies par les trois faisceaux ne coïncident pas entre elles.

plus court que celui du masque, qui est presque plan (fig. 5-15), et la convergence des faisceaux dans les trous du masque ne sera plus assurée pour les bords de l'image. Enfin, la constitution « plane » de l'écran et la disposition des canons, décentrés par rapport à l'axe du tube, entraînent une déformation, dite en trapèze, de chaque trame, rouge, bleue et verte, et ces différents trapèzes ne se superposent pas (fig. 5-16).

Pour terminer, précisons que le tube à masque ne peut assurer une repro-

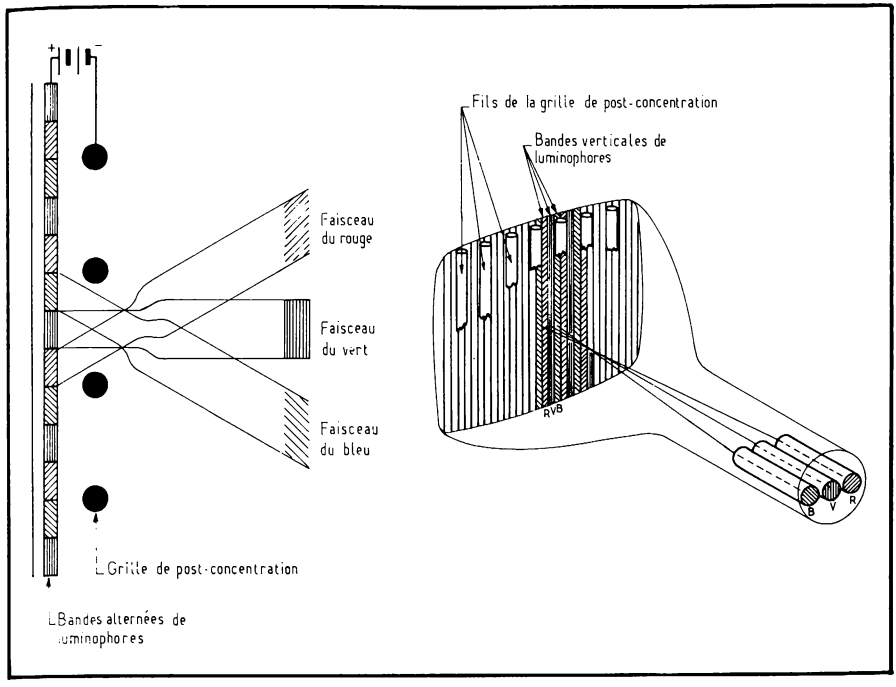


Fig. 5-17. — Structure et principe de fonctionnement du tube chromatron à trois canons et grille de post-focalisation.

duction très satisfaisante des images en noir et blanc, puisque sa définition horizontale, limitée par le nombre de triplets, est inférieure à celle d'un tube cathodique achrome.

Les différents systèmes correctifs utilisés pour pallier tous ces défauts, démagnétisation et protection contre les champs magnétiques parasites, corrections de la convergence des faisceaux, statique (au centre de l'écran) et dynamique (sur les bords de l'écran), etc., seront étudiés en détail dans la partie « Réception » de cette ouvrage. Qu'il nous suffise de savoir pour l'instant qu'en plus des dispositifs de balayage, de concentration et de correction de géométrie qui équipent les tubes monochromes, le tube à masque exigera pour son bon fonctionnement : une unité de convergence latérale; des aimants de pureté et de convergence statique; une unité de convergence radiale; un circuit de démagnétisation. C'est dire que son réglage, lors de sa mise en œuvre, sera passablement délicat.

4-1-2. — *Tube chromatron à trois canons et à grille de post-focalisation*

Ce type de tube, proposé dès 1950 par *General Electric,* présente des avantages certains sur le tube à masque quant à la simplification des circuits de correction et à l'augmentation du rendement lumineux. Mais certaines difficultés technologiques (en particulier dans la réalisation de la grille de post-focalisation) ont retardé son passage au stade de la fabrication industrielle qui ne date que de quelques années.

La face interne de l'écran du tube chromatron à trois canons est couverte de bandes verticales de substances luminescentes, successivement, et toujours dans le même ordre, rouges, vertes et bleues (fig. 5-17). En arrière de

l'écran est disposée une grille composée de fils verticaux et positionnée de telle sorte qu'il y ait un fil derrière chaque bande rouge ou bleue, mais aucun derrière les bandes vertes. Cette grille, portée à un potentiel inférieur à celui de l'écran (18 kV de différence) environ, joue un rôle de focalisation électrostatique. On voit immédiatement l'avantage d'un tel système : tous les électrons de chaque faisceau atteignent l'écran sans être interceptés par aucun obstacle matériel; la luminosité s'en trouve accrue d'autant.

Les trois canons peuvent être disposés sur un même plan horizontal et dans l'ordre suivant (correspondant à la disposition des fils de la grille de post-concentration derrière les bandes de luminophores) : bleu, vert (dans l'axe du tube) et rouge. Ils peuvent également être disposés en triangle, comme dans le tube à masque, mais la disposition coplanaire facilite les corrections de convergence. Les trois cathodes, correspondant au bleu, au vert et au rouge, peuvent aussi être disposées sur un même plan horizontal dans un canon unique, complété alors par un système de focalisation permettant de ramener les faisceaux émis par les cathodes latérales dans l'axe du tube (tube « Trinitron », fig. 5-18).

Le fonctionnement de ce tube se comprend sans peine : chaque canon ne « voit » entre les fils de la grille de post-concentration que les bandes de la couleur qui lui correspond. En réalité, il « voit » une partie des bandes adjacentes, mais l'action de focalisation de la grille ramènera tous les électrons de chaque faisceau sur la seule bande qu'il doit atteindre. L'analyse est toujours faite suivant les principes déjà exposés, ligne par ligne et trame par trame, les trois canons étant alimentés simultanément par les trois informations de couleurs primaires.

Pour conserver la convergence des trois faisceaux sur le plan de la grille, lors du balayage, il faut prévoir des systèmes de correction électromagnétiques. Mais, si les trois canons sont sur un même plan, ces systèmes seront plus simples que ceux exigés par le tube à masque.

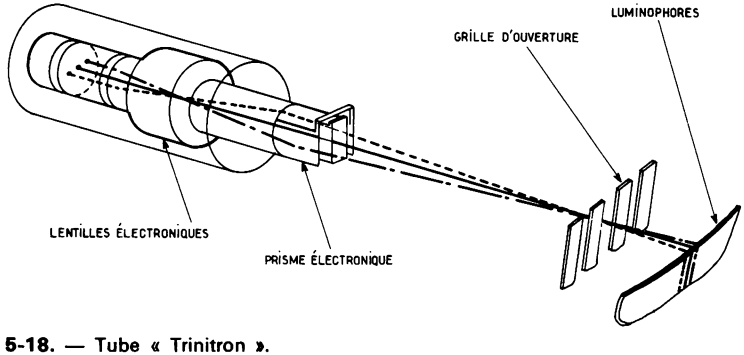


Fig. 5-18. — Tube « Trinitron ».

Notons qu'en effectuant la déviation des faisceaux dans la zone où ils sont encore peu accélérés (la grille de post-concentration joue aussi un rôle de post-accélération), on bénéficie d'une réduction de l'énergie nécessaire pour le balayage.

4-2. — *TUBES CATHODIQUES POLYCHROMES A REPRODUCTION SÉQUENTIELLE*

Ces tubes tirent un profit maximal des tolérances de la perception visuelle, puisqu'ils exigent l'intégration dans l'espace (zones de couleurs primaires

adjacentes, comme dans les tubes précédemment étudiés) et dans le temps (analyse séquentielle des différentes zones de couleurs primaires) de la vision des images en couleurs, Autrement dit, à un instant donné une seule information de couleur sur un seul point élémentaire de l'image sera fournie au spectateur. A condition que le rythme de ces séquences d'informations soit suffisamment rapide, le spectateur n'en ressentira aucune gêne, de même qu'il intègre sans difficulté l'analyse ligne par ligne en une image unique et l'analyse trame par trame en une image animée.

4-2-1. — *Tube cathodique de Lawrence, monocanon, à grille de post-concentration et de post-déviation*

Les principes de ce tube, appelé parfois « chromatron monocanon », furent exposés en 1950 par le physicien américain LAWRENCE. Différents modèles, découlant plus ou moins des mêmes principes, sont actuellement en étude dans de nombreux laboratoires et sont même passés au stade de la fabrication industrielle, au Japon en particulier, pour des faibles dimensions d'écran (diagonale de 21 cm).

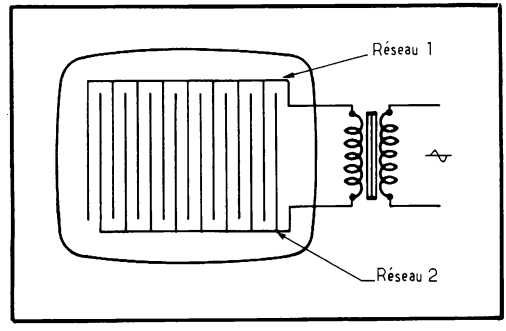


Fig. 5-19. — Alimentation en opposition de phase des deux nappes de fils de post-déviation du tube monocanon de Lawrence. Les nappes de fils pourraient tout aussi bien être disposées horizontalement.

La face interne de l'écran de ce tube est couverte de bandes horizontales de luminophores, successivement rouge, verte, bleue, verte, rouge, etc. On remarquera qu'il y a toujours une bande verte entre une bleue et une rouge. A 1 cm en arrière de l'écran est disposée la grille de post-déviation et post-concentration : elle est constituée par deux réseaux imbriqués de fils horizontaux.

Tous les fils d'un réseau sont situés derrière les bandes rouges, tous ceux de l'autre réseau, derrière les bandes bleues. Ces deux réseaux, portés, au repos, à un potentiel inférieur à celui de l'écran (action de focalisation), soit 7 kV environ, sont alimentés en opposition de phase par un signal sinusoïdal d'amplitude crête à crête de 500 V environ (action de post-déviation). La figure 5-20 illustre le principe de fonctionnement du chromatron; lorsque les deux réseaux sont au même potentiel, le faisceau n'est pas dévié et atteint la bande verte; lorsque le réseau 1 est positif par rapport au réseau 2, le faisceau est dévié dans le sens 2-1 et atteint les bandes bleues; inversement, si le réseau 2 est positif par rapport au réseau 1, le faisceau est dirigé vers les bandes rouges.

Puisque ce tube est monocanon, il conviendra de commuter, en synchronisme avec la tension de post-déviation, les signaux vidéo-couleurs correspondants qui modulent le faisceau.

Différentes fréquences de commutation peuvent être envisagées. Toutes ont leurs inconvénients. En commutant à la fréquence trames, on est gêné par l'effet de papillotement (on n'a une image complète qu'au bout de trois trames successives). En commutant à la fréquence du balayage lignes, il apparaît une structure en lignes horizontales (une ligne rouge, par exemple,

est séparée de la ligne rouge suivante par trois lignes : une verte, une bleue, une verte, ce qui est perceptible sur l'écran du tube-images). Ce défaut est, toutefois, moins visible sur les tubes à petit écran. La meilleure solution serait la commutation à une fréquence H.F. (celle de la sous-porteuse utilisée pour transporter les informations de couleurs, par exemple, soit 4,43 MHz). Le spot est ainsi « vobulé » (fig. 5-21) au cours de l'analyse de chaque ligne et atteint successivement un grand nombre de fois chaque bande de couleur; toute gêne visuelle est ainsi éliminée, même pour les tubes de grandes dimensions.

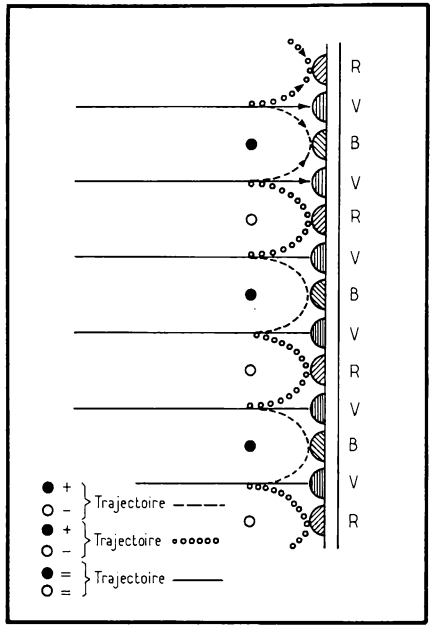


Fig. 5-20. — Principe de la post-déviation du tube de Lawrence. Suivant le signe de la différence de potentiel appliquée entre les deux nappes de fils, le faisceau est dirigé vers les bandes de couleur bleue ou vers celles de couleur rouge. Lorsque les deux nappes sont au même potentiel, le faisceau atteint les bandes vertes.

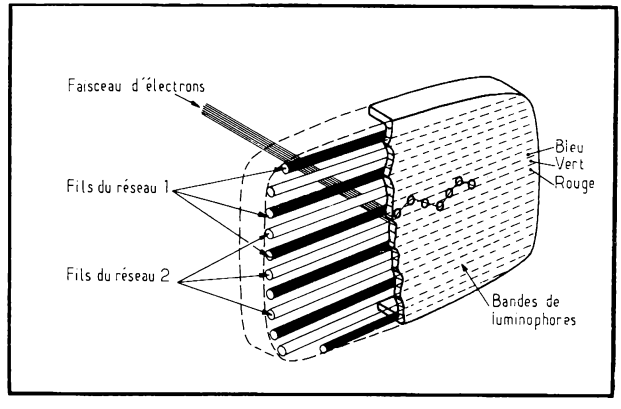


Fig. 5-21. — Le spot parcourt sur l'écran une trajectoire sinusoïdale atteignant successivement des bandes de luminophores de couleurs primaires différentes.

Mais, comme les deux réseaux présentent une capacité assez importante (de l'ordre de 1000 pF), il faudra, étant donné la haute fréquence de vobulation du spot et de commutation vidéo utilisée, et les pertes qui en résul-

teront, disposer d'un générateur d'alimentation des réseaux de puissance assez élevée (20 à 30 W) dont le rayonnement sera difficile à maîtriser.

Notons une variante de ce tube où les bandes de luminophores et les fils des réseaux sont disposés verticalement. Le principe de fonctionnement reste le même, la composante alternative de post-déviation s'ajoutant simplement au signal de déviation horizontale.

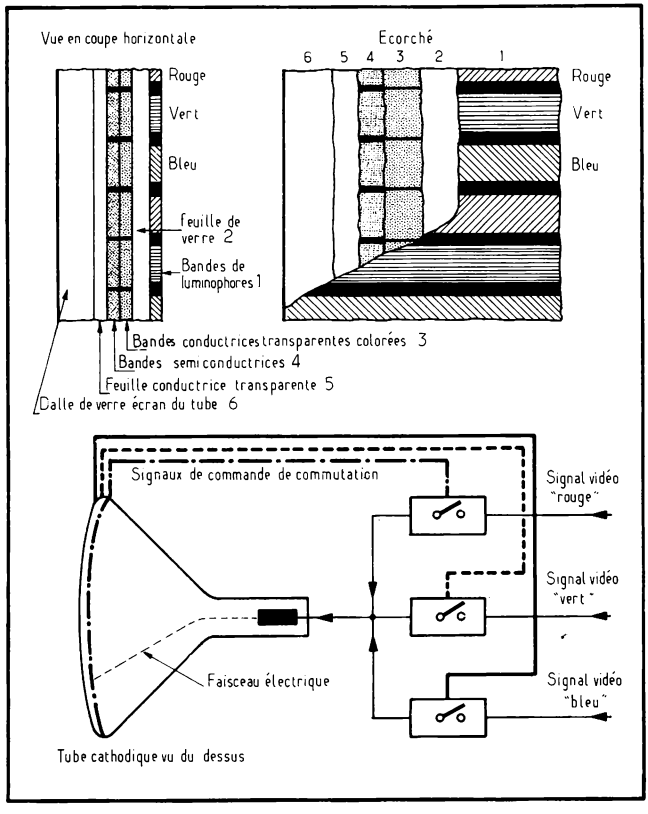


Fig. 5-22, en haut. — Constitution, vue en coupe et en « écorché », de l'écran d'un tube à indexation de faisceau.

Fig. 5-23, en bas. — Principe de la commutation du faisceau du tube à indexation.

Les avantages indéniables des tubes chromatrons consistent en l'absence de tout réglage de convergence (puisque le tube est monocanon) et en son indifférence aux champs magnétiques parasites. Si des solutions technologiques valables peuvent être apportées aux problèmes de la puissance de commutation et de l'émission secondaire (qui réduit le contraste), ce type de tube-couleurs pourrait avoir un certain avenir.

4-2-2. — *Tubes cathodiques à indexation de faisceau*

La conception de ces tubes du type monocanon découle d'une méthode dénommée « beam indexing » par les Anglo-Saxons. Elle consiste à utiliser la position du faisceau électronique, repérée électroniquement, pour assurer sa commutation en signaux vidéo-couleurs lorsqu'il passe d'une bande de luminophores à une autre.

Les luminophores sont, en effet, disposés en bandes verticales sur la face interne de l'écran et de couleurs, successivement, rouge, vert, bleu, rouge,

vert, etc., par exemple. A chaque bande ou à chaque groupe de trois bandes de couleurs primaires différentes est associée une bande destinée à fournir un signal d'asservissement de la commutation du faisceau. Différents systèmes peuvent être envisagés, découlant tous du même principe, mais utilisant des bandes « indexatrices » soit à émission secondaire d'électrons, soit à émission de rayons ultraviolets, soit encore photoconductrices ou photoémissives. Nous n'en décrirons qu'un seul, suggéré par les techniciens de la *B.B.C.* et qui emploie des bandes photoconductrices.

La figure 5-22 illustre la constitution de l'écran de ce tube. Une mince plaque de verre est disposée à proximité de la face interne de la dalle du tube. Sur la face de cette plaque située du côté du canon électronique sont déposées des bandes verticales de luminophores de couleurs alternées rouge, vert, bleu, ainsi que nous l'avons déjà précisé. Sur l'autre face sont déposées des bandes minces de matériau conducteur, isolées les unes des autres, transparentes et colorées dans les couleurs correspondant à celles des bandes de luminophores derrière lesquelles elles sont disposées. Ces bandes conductrices sont elles-mêmes recouvertes de bandes de faible épaisseur en matériau photoconducteur, également transparent. Enfin, une feuille continue de matériau conducteur, transparent, est appliquée sur l'ensemble des bandes photoconductrices.

Toutes les bandes conductrices disposées derrière des luminophores de même couleur sont reliées électriquement entre elles. Une certaine tension de polarisation est appliquée entre chacun des trois groupes de bandes conductrices et la feuille conductrice.

A tout instant du cycle de balayage, le spot produit une lumière d'une certaine couleur, suivant les luminophores qu'il atteint. Cette lumière traverse la bande conductrice colorée et atteint la bande photoconductrice correspondante dont la résistance varie. Cette variation de résistance se traduit par une variation de courant entre la bande conductrice et la feuille conductrice, et ce signal est utilisé pour commuter les circuits de modulation du faisceau sur l'information vidéo-couleurs adéquate (fig. 5-23).

Pour améliorer le contraste, on peut séparer chaque bande luminescente de la suivante par une mince bande noire, de sorte que le spot, auquel on donnera une forme elliptique (le grand axe de l'ellipse dans le sens vertical), ne touche jamais en même temps deux bandes adjacentes.

On peut simplifier le système de repérage de la position du faisceau en disposant une bande « index » toutes les trois bandes de luminophores. Le signal recueilli lors du passage du spot sur cette bande servira alors de « top de synchronisation », utilisé pour remettre en phase le cycle de commutation de la modulation vidéo-couleurs.

4-2-3. — *Tube cathodique « banane »*

Le principe de ce tube au nom exotique est très séduisant par sa simplicité. Sa réalisation, qui exige certains tours de force mécaniques, ne semble cependant pas aussi simple.

Le tube « banane » se présente sous une forme compacte, très différente de celle des tubes que nous avons étudiés jusqu'ici (fig. 5-24). L'« écran » est constitué par trois bandes adjacentes de matériaux, dont la luminescence est respectivement rouge, verte et bleue, et qui sont disposées le long d'une génératrice d'un cylindre de verre de faible diamètre. La largeur totale de ces trois bandes est infime puisqu'elle n'excède pas l'épaisseur d'une ligne d'image.

Le canon unique, disposé suivant l'axe du cylindre et à une de ses extrémités, projette un faisceau qui sera dévié de façon à balayer sur toute leur

longueur les bandes de luminophores. Le système de balayage est donc uniquement horizontal. Une faible composante verticale de balayage, sinusoïdale, est cependant prévue, de sorte que le spot, vobulé comme dans le tube chromatron monocanon, atteint successivement chacune des bandes de couleurs.

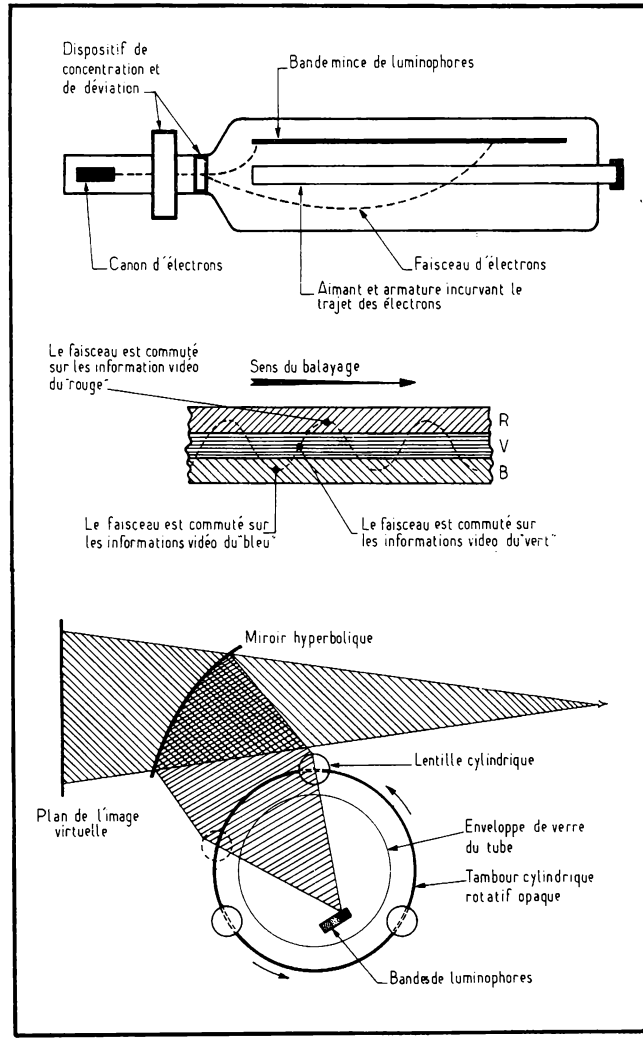


Fig. 5-24. — Constitution et principe de fonctionnement du tube cathodique « banane ». La surface balayée par le spot est réduite à trois bandes, très étroites et juxtaposées, de luminophores aux trois couleurs primaires.

Il va de soi que cette composante sinusoïdale est également utilisée pour la commutation des informations couleurs de modulation du faisceau.

Autour du tube, disposées sur les génératrices d'un tambour cylindrique rotatif, défilent trois lentilles cylindriques qui, à chacun de leurs passages successifs, assurent le balayage vertical d'un miroir hyperbolique à la fréquence de trames. Ce miroir donne une image virtuelle en couleurs, plane.

Les difficultés rencontrées dans la réalisation de ce tube concernent le dispositif mécanique de rotation du tambour et le miroir hyperbolique.

5. — Vers une télévision à grand écran - Solutions d'avenir

Les principes mêmes du tube cathoscope classique entraînent inéluctablement des limitations rapidement atteintes en ce qui concerne les dimensions de l'écran (contraintes exercées par la pression atmosphérique, difficulté de réaliser des déviations à grand angle sans aberration optique, puissance exigée pour des angles de déviation importants). Aussi les laboratoires expérimentent-ils, depuis de nombreuses années, des solutions qui permettraient d'obtenir l'image TV sur grand écran, en se libérant des contraintes imposées par le cathoscope. L'Eidophor a été une de ces solutions retenues jusqu'à ce jour; d'autres procédés pourraient permettre, avec une technologie moins complexe, d'offrir au téléspectateur de plus grandes dimensions d'image. Nous allons exposer rapidement quelques-uns de ces procédés d'avenir.

5-1. — *LE TUBE EXTRA-PLAT DE GABOR*

Présenté dès 1956 par le Dr Denis GABOR, lors d'une conférence à la « Television Society » britannique, ce modèle extra-plat est prévu pour la reproduction des couleurs. Le canon électronique y est disposé parallèlement à l'écran (fig. 5-25). Ce canon, unique, comporte toutefois trois cathodes

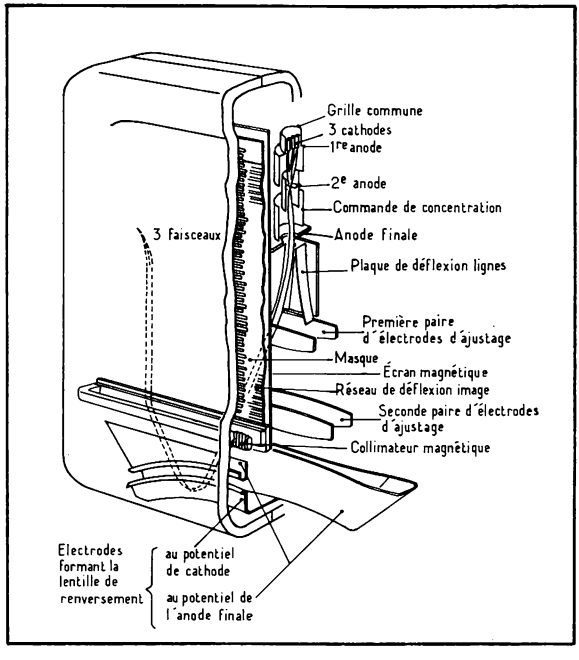


Fig. 5-25. — Structure du tube extra-plat de Gabor et trajectoire du faisceau électronique triple.

distinctes. Le faisceau, formé par les trois pinceaux d'électrons issus de ces dernières, part verticalement vers le bas du tube; il passe entre deux plaques électrostatiques de déviation assurant le balayage horizontal de lignes, puis entre deux paires d'électrodes compensant les éventuelles déviations dues à un champ magnétique parasite, et enfin dans une « lentille de renversement » qui lui fait rebrousser chemin vers le haut du tube, tout en le reconcentrant.

Cette action de rebroussement et de concentration est parachevée par un collimateur électromagnétique.

Le mouvement de balayage de gauche à droite (balayage des lignes) est ainsi effectué dans un plan vertical parallèle à l'écran. Parvenu à une certaine hauteur, le faisceau est dévié à l'horizontale et vient frapper l'écran luminescent. Le mode de balayage dans le sens vertical est assez complexe :

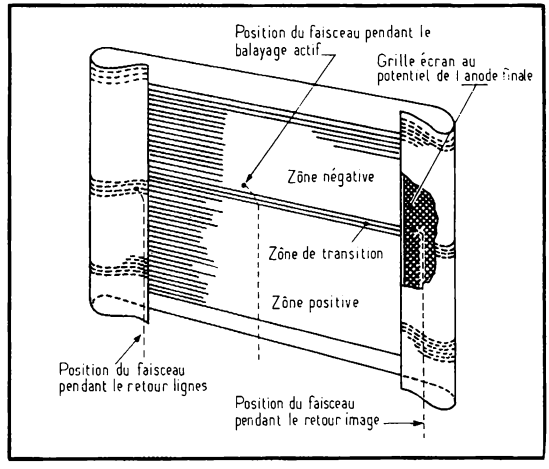


Fig. 5-26. — Détails du réseau de déflexion images du tube de Gabor.

la cheville ouvrière en est un élément, dénommé réseau de déflexion images, composé d'une série de conducteurs parallèles horizontaux, imprimés sur un support isolant, plan pour sa plus grande surface, mais dont les bords verticaux sont enroulés en forme de U (fig. 5-26). Ces conducteurs ne sont pas reliés entre eux, ni à aucune source de tension. C'est le faisceau lui-même qui, lorsqu'il atteint le bord replié gauche où les conducteurs sont décalés vers le haut, charge négativement les conducteurs situés juste en dessous de la ligne qu'il vient de balayer, décalant ainsi vers le bas la zone de transition où il sera dévié à l'horizontale lors du balayage de la ligne suivante (dans sa trajectoire de bas en haut, le faisceau passe entre le réseau de déflexion images et l'écran luminescent porté à un potentiel positif : tant qu'il est au niveau d'une zone positive du réseau, il continue son chemin en droite ligne; lorsqu'il arrive au niveau de la zone négative du réseau, il est dévié vers la face la plus positive, c'est-à-dire l'écran).

En ce qui concerne le retour du balayage vertical, c'est la partie repliée à droite du réseau, à l'intérieur de laquelle se trouve une grille portée au même potentiel positif que l'écran, qui l'assure par un phénomène d'émission secondaire d'électrons de la partie du réseau touchée par le faisceau, électrons captés par la grille positive. Ainsi, de proche en proche, pendant la durée du retour de balayage vertical, tout le réseau redevient positif (par perte d'électrons) et le faisceau peut recommencer un nouveau cycle d'analyse ligne par ligne, à partir du haut de l'écran.

La séparation du faisceau, composé en fait des trois pinceaux issus des trois cathodes et qui ont conservé des angles d'incidence sur l'écran légèrement différents, est obtenue (comme dans le tube à grille) par un masque à travers lequel chaque pinceau ne peut atteindre que les bandes luminescentes d'une même couleur (rouge, bleu ou vert) : ces bandes sont apposées horizontalement sur la face interne de l'écran.

Abstraction faite des difficultés de fabrication, inhérentes à un tube d'une technologie aussi complexe (mais les tubes-couleurs à masque perforé, malgré

leur complexité, ont bien vu le jour), les limitations d'encombrement en profondeur et de surface d'écran du tube cathodique classique sont élégamment esquivées avec le tube de GABOR. L'énergie exigée par le système de déviation électrostatique du faisceau utilisé dans ce tube est minime; d'autre part, les contraintes de la pression atmosphérique pour un écran de grande surface pourraient être supportées, étant donné la structure extra-plate de l'ampoule, que l'on peut éventuellement renforcer par des entretoises.

5-2. — *L'ÉCRAN PLAT ÉLECTROLUMINESCENT*

Le phénomène d'électroluminescence, découvert par le Professeur DESTRIAU en 1936, alors qu'il était attaché de recherche au Laboratoire de Luminescence du Professeur D. CURIE (Faculté des Sciences de Paris) semble nous ouvrir des horizons nouveaux en matière d'écran plat. Ce phénomène nous offre la possibilité de réaliser des sources lumineuses, sans utiliser ni filament incandescent, ni ampoule évacuée ou remplie de gaz rare ou de vapeur ionisée, ni bombardement par électrons ou toutes autres particules. Une telle source est constituée par une couche mince de matière luminescente, telle que le sulfure ou le séléniure de zinc, prise en sandwich entre deux couches minces conductrices, entre lesquelles on applique une différence de potentiel alternative. L'une des couches conductrices doit être transparente pour laisser passer le rayonnement lumineux émis par la couche luminescente ainsi excitée.

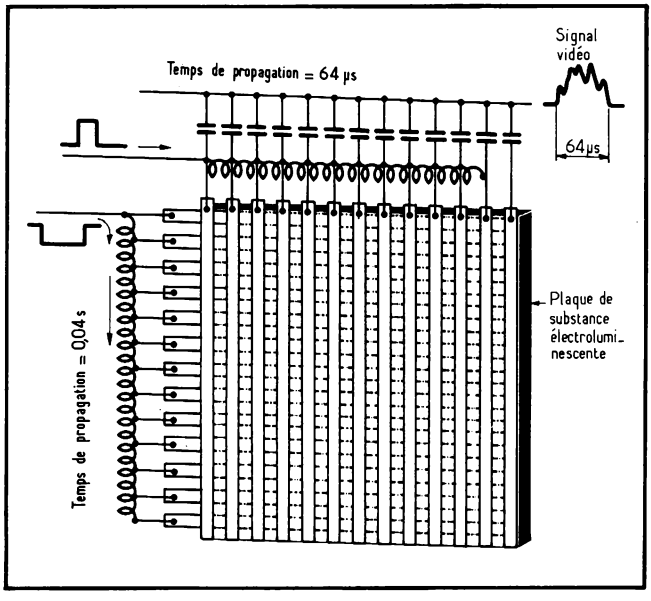


Fig. 5-27. — Constitution et principe d'alimentation d'un écran électroluminescent étudié pour la reproduction d'images TV.

Sur cette base, de nombreux laboratoires (*Sylvania, Westinghouse, Philips,* etc.) et de nombreux chercheurs, parmi lesquels il convient de citer le regretté Pierre TOULON, ont œuvré pour réaliser des dispositifs d'affichage à commande électrique et, par extension, des visualisateurs à grand écran plat pour images de télévision. On peut, en effet, concevoir un tel écran sous forme d'une plaque de matériau luminescent prise entre deux treillis de conducteurs, se présentant sous forme de bandes minces transparentes (fig. 5-27). Le treillis horizontal comporterait 625 bandes, le treillis

vertical 830 bandes, pour correspondre approximativement à la définition d'une émission TV en 625 lignes. On relie entre elles toutes les extrémités des bandes situées d'un même côté de chaque réseau par des circuits passifs introduisant un certain retard de propagation. Ainsi, pour le réseau vertical, le temps de propagation sera égal à la durée d'une ligne de balayage d'une image, soit 64 μs. Dès lors, si l'on envoie une courte impulsion positive à l'entrée de la ligne de propagation à retard du réseau vertical, et une courte impulsion négative à l'entrée de celle du réseau horizontal, ces deux impulsions vont se propager à des vitesses différentes et leurs coïncidences successives illumineront l'écran dans l'ordre suivant des points de croisement des réseaux : 1, 2, 3, 4..., 829, 830 (1re ligne horizontale), 831, 832..., etc. (2e ligne horizontale) et ainsi de suite jusqu'au bas de l'écran. En ajustant l'amplitude de l'impulsion envoyée au réseau vertical juste en dessous de la valeur nécessaire pour provoquer l'illumination de l'écran lors de sa coïncidence avec l'impulsion se propageant dans l'autre réseau et en lui ajoutant le signal vidéo de polarité positive, on reconstitue point par point et ligne par ligne l'image TV.

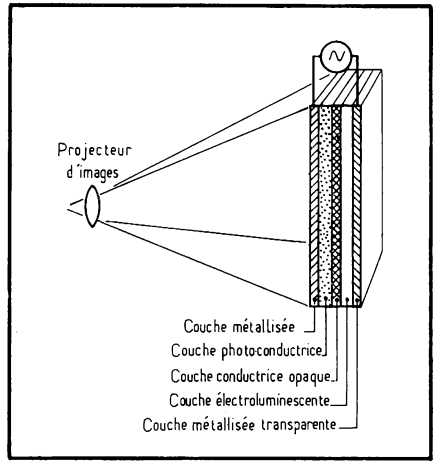


Fig. 5-28. — Vue en coupe d'un dispositif amplificateur de lumière mettant à profit les phénomènes d'électroluminescence et de photo-électricité.

En 1959, les laboratoires de recherches *Westinghouse* présentaient sous le nom d'*Elf* un système de ce genre comportant un panneau électroluminescent et une structure de propagation faite en matériaux ferro-électriques. A peu près à la même époque, *Sylvania* présentait le *Sylvatron*, récepteur expérimental à écran électroluminescent.

Depuis, il semble que les recherches se soient orientées dans une autre direction en mettant à profit les découvertes de substances photo-électriques de réponses spectrales telles qu'elles ouvrent la voie à la réalisation d'écrans photo-électroluminescents en couleurs. On peut, en effet, en exploitant conjointement les phénomènes d'électroluminescence et de photo-électricité, réaliser sous forme d'écrans plats des amplificateurs de lumière de structure assez simple. Un tel panneau (fig. 5-28) sera constitué par une couche de matériau électroluminescent et une couche de matériau photoconducteur, séparées par une couche conductrice opaque, le tout étant pris entre deux couches conductrices, dont l'une (celle qui recouvre la couche luminescente) est transparente. Si l'on applique une tension alternative entre les deux faces du panneau, la lumière reçue du côté photoconducteur se traduira par une variation du potentiel entre les deux faces de la couche électroluminescente.

Cette dernière restituera un rayonnement lumineux d'autant plus intense que la tension à laquelle elle est soumise est grande, et ce rayonnement variera donc en même temps que la résistance de la couche photoconductrice. En choisissant des matériaux photoconducteurs suffisamment sensibles, on obtient une amplification lumineuse très importante (de l'ordre de 50 à 200). Si l'on projette sur la face photoconductrice l'image agrandie (et donc peu lumineuse) obtenue sur l'écran d'un petit tube cathodique, on aura sur la face électroluminescente une image très lumineuse, même pour de grandes dimensions.

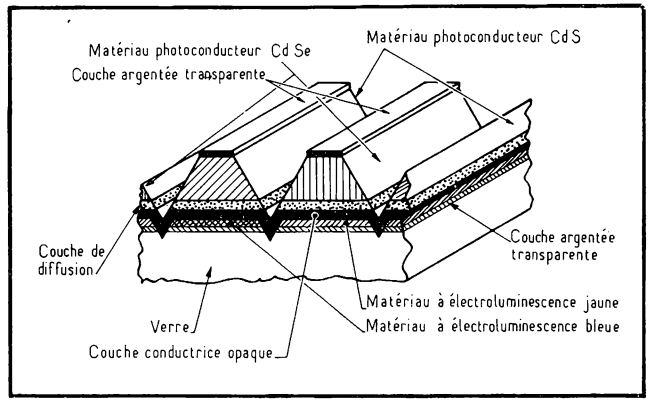


Fig. 5-29. — Structure d'un écran amplificateur de lumière bichrome.

En adoptant une structure en stries des couches photoconductrice et électroluminescente (fig. 5-29) et en utilisant des substances photosensibles de réponses spectrales décalées (telles que le séléniure de cadmium, 0,7 à 1 μm, et le sulfure de cadmium, 0,5 à 0,8 μm), ainsi que des substances de luminescences différentes correspondant aux couleurs de sensibilité maximale des substances photoconductrices, soit le bleu et le jaune dans l'exemple choisi, deux chercheurs américains, F.N. NICOLL et A. SUSSMAN, ont ainsi pu réaliser, il y a quelques années, un panneau amplificateur de lumière bichromatique. Ils se sont toutefois heurtés à l'écueil du temps de réponse du séléniure de cadmium, matériau assez rémanent, pour le spectre visible du moins (0,1 s), sa réponse dans l'infrarouge étant beaucoup plus rapide. Mais la voie reste ouverte à ce type d'amplificateur de lumière, de technologie relativement simple, le problème consistant en la mise au point de substances photosensibles et électroluminescentes de rémanence suffisamment faible pour permettre la reproduction des images animées de TV, et de réponses spectrales axées, respectivement, sur chacune des trois couleurs primaires, rouge, bleu et vert, pour assurer la reproduction d'images en couleurs.

5-3. — *PROJECTION SUR GRAND ÉCRAN AVEC LE TUBE-RELAIS A CIBLE FERRO-ÉLECTRIQUE*

Les cristaux ferro-électriques, tels que le phosphate monopotassique, présentent des caractéristiques intéressantes qui ont amené, depuis peu, les chercheurs à penser à les utiliser pour la projection d'images TV : ces substances, employées comme diélectriques entre deux plaques conductrices, peuvent conserver pendant un temps très long, sans perte sensible, la charge qui leur a été appliquée un bref instant. Elles permettent ainsi de constituer des *mémoires diélectriques,* homologues des *mémoires magnétiques.* Par

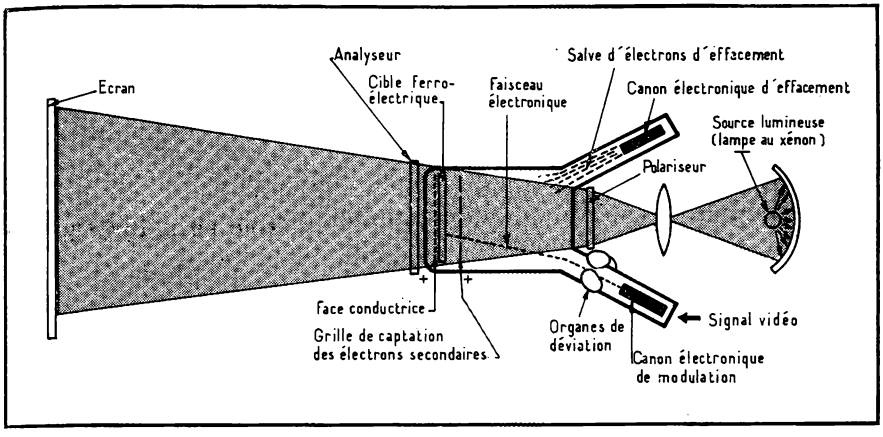


Fig. 5-30. — Principe du tube relais optique à cible ferro-électrique.

ailleurs, les cristaux ferro-électriques ont la propriété d'imprimer une rotation de polarisation à la lumière qui les traverse, rotation qui est proportionnelle au champ électrique auquel ils sont soumis.

S'appuyant sur ces caractéristiques particulières des cristaux ferro-électriques, on a pu réaliser un tube à cible ferro-électrique pour projection d'images TV noir et blanc (fig. 5-30). La cible est constituée par une lame cristalline transparente de phosphate monopotassique, de 0,5 mm d'épaisseur, dont une face tournée vers le fond du tube est rendue conductrice par dépôt d'un mince film transparent métallique. Cette face conductrice est portée à un potentiel positif. L'autre face est balayée suivant les lois d'analyse TV par un faisceau d'électrons issu d'un des canons électroniques du tube et modulé par le signal d'image. Lorsque le faisceau a exploré toute la surface de la cible, ligne par ligne, les charges négatives ainsi déposées en chaque point de la face balayée constituent avec la face portée au potentiel positif une *image électrostatique* correspondant au signal d'image transmis. La cible peut garder en mémoire cette image électrostatique aussi longtemps qu'on le désire. En fait, il suffit qu'elle la conserve pendant la durée du balayage de sa surface entière, durée correspondant à celle d'une trame d'image TV. A la fin de ce balayage, le deuxième canon électronique envoie une large salve d'électrons sur toute la cible afin d'y effacer l'image « imprimée » et de préparer la place à l'« impression » de l'image suivante.

La cible est traversée en permanence par un faisceau de lumière polarisée, de forte intensité, issue d'une lampe à décharge au xénon et passant par un polariseur. A la sortie du tube, le faisceau lumineux, dont le plan de polarisation des rayons a varié en fonction de la charge électrostatique du point élémentaire de la cible traversé par chacun d'eux, passe par un analyseur croisé avec le polariseur et atteint enfin, à travers un objectif, l'écran de projection. On sait qu'un faisceau de lumière polarisée est entièrement arrêté par un analyseur croisé avec le polariseur. Mais, du fait que les différents rayons constituant ce faisceau lumineux ont vu tourner leur polarisation d'une quantité plus ou moins grande, lors de la traversée de la cible où était imprimée l'image électrostatique, ils seront plus ou moins arrêtés par l'analyseur : entièrement si le point de la cible qu'ils ont traversé avait reçu peu d'électrons; très peu dans le cas inverse. On a ainsi réalisé un modulateur de lumière qui permet de projeter sur grand écran, avec une grande luminosité, l'image TV formée sur la cible.

Il n'est pas interdit de concevoir, dans un avenir plus ou moins proche, l'application d'un tel système pour la réalisation de projecteurs TV d'appartement, à peine plus encombrants qu'un projecteur de cinéma d'amateur.

Notons encore que, dans le cadre de recherches effectuées sur les systèmes de télévision en circuit fermé, G. VALENSI, ingénieur et inventeur français à qui la télévision en couleurs doit beaucoup, a proposé un procédé de projection sur grand écran d'images de TV en couleurs, utilisant deux tubes à cibles ferro-électriques : l'un, destiné à reproduire les détails fins achromes de l'image, est semblable à celui que nous venons de décrire; l'autre, fournissant une image en couleurs de moindre définition et se superposant à l'image achrome, est évidemment un peu plus complexe, mais repose sur les mêmes principes de fonctionnement.

5-4. — *PROJECTION D'IMAGES TV SUR GRAND ÉCRAN PAR FAISCEAU LASER*

Pourquoi ne pas utiliser le faisceau laser qui n'en est d'ailleurs pas à ses débuts dans la technique de télévision : ainsi, on a déjà expérimenté la prise de vues TV en « éclairant » la scène par un faisceau laser la balayant horizontalement et verticalement, suivant les lois d'analyse classique de la télévision. Un photomultiplicateur recueillait la lumière réfléchie par les points de la scène ainsi éclairés successivement et fournissait un signal vidéo en tout point comparable à celui produit par les caméras à tubes analyseurs vidicons ou super-orthicons. En somme, avec cette méthode de prise de vues, on revenait aux sources : avant l'invention de l'iconoscope, le père des tubes analyseurs de télévision, on avait déjà réalisé des prises de vues avec une simple cellule photo-électrique recevant la lumière réfléchie par la scène illuminée point par point par le spot d'un tube cathodique d'oscilloscope balayant l'écran fluorescent ligne par ligne et trame par trame. Cette méthode d'analyse, connue sous le nom de « flying-spot », est d'ailleurs encore utilisée dans les télécinémas et analyseurs d'images fixes.

Puisque nous sommes revenus aux sources pour la prise de vues, avec la seule différence que nous avons remplacé le faisceau électronique par le faisceau laser (opération parfaitement justifiée puisque la lumière cohérente du faisceau laser peut être projetée en un très fin pinceau, sans phénomène gênant de diffraction), pourquoi ne pas en faire autant pour la reconstitution de l'image TV?

Reprenons le classique tube cathoscope : supprimons la gênante ampoule à vide, puisque le faisceau laser peut se propager dans l'air; remplaçons le canon à électrons par un générateur de lumière cohérente et par un modulateur de l'intensité du faisceau laser que nous commanderons par le signal vidéo; remplaçons les dispositifs électromagnétiques de déflexion par des déflecteurs optiques que nous commanderons par les classiques signaux de balayage horizontaux et verticaux. Enfin, rien ne s'oppose, si le faisceau laser est assez puissant, à ce que nous remplacions l'écran luminescent du cathoscope par un grand écran du type cinéma (fig. 5-31).

En fait, un certain nombre de difficultés se présentent dans la réalisation de ce procédé. Le faisceau laser n'est pas aussi docile que le faisceau électronique, il ne se laisse pas moduler en intensité ni dévier (par des moyens autres que des miroirs tournants) avec facilité.

Le modulateur d'intensité du faisceau laser peut être conçu en exploitant le phénomène de biréfringence de certains cristaux, tels que le niobiate de potassium et de tantale, lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique (effet KERR). Cet effet se traduit par une rotation du plan de polarisation des rayons

lumineux traversant le cristal. Si l'on dispose ce dernier sur le trajet de réflexions multiples du faisceau issu d'un tube laser à fenêtre de BREWSTER, cette dernière, jouant le rôle de filtre de polarisation, laisse « sortir » plus ou moins d'énergie lumineuse, suivant la rotation du plan de polarisation des rayons, c'est-à-dire suivant l'amplitude de la tension modulatrice appliquée au cristal biréfringent.

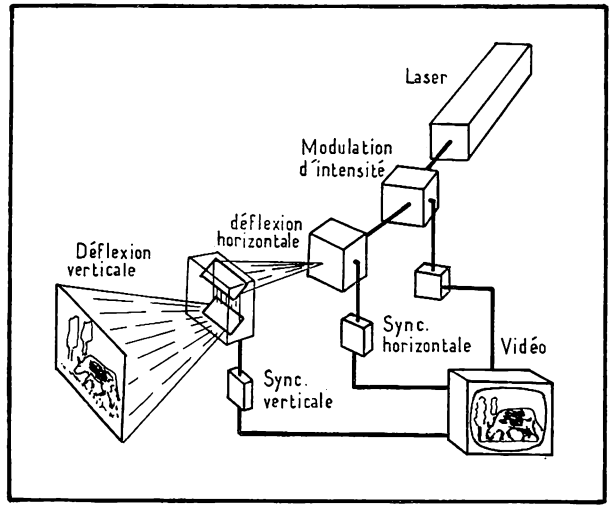


Fig. 5-31. — Synoptique d'une installation de projection d'images TV sur grand écran par faisceau laser.

Les déflecteurs peuvent être réalisés en mettant à profit la propriété d'une matière isotrope, telle que la silice fondue, de présenter une structure feuilletée, analogue à un réseau diffringent, sous l'effet d'excitation par ondes ultra-sonores. Le détail des phénomènes entrant en jeu dans un tel déflecteur déborderait le cadre de cet ouvrage. Il nous suffit de savoir qu'en définitive tout se passe comme si l'indice de réfraction du matériau utilisé pour le déflecteur, et donc l'angle de déviation du faisceau laser le traversant, pouvait être commandé par des transducteurs piézo-électriques (quatre pour chaque déflecteur), eux-mêmes alimentés à partir des signaux classiques de balayage horizontal et vertical.

Un autre type de déflecteur de faisceau laser peut être envisagé en utilisant toute une succession de lames de cristal ferro-électrique, intercalées avec des lames d'un cristal très biréfringent. La commande de déflexion est alors du type numérique et permet un grand nombre de positions de déviations différentes du faisceau, soit horizontalement, soit verticalement.

L'image projetée avec un seul faisceau laser, qui est une lumière monochromatique, est colorée dans une seule teinte dépendant de la nature de la source laser. Pour obtenir du blanc ou les différentes teintes du spectre visible, il faudrait utiliser trois faisceaux lasers de couleurs primaires rouge, bleu et vert, que l'on superposerait sur l'écran de projection.

CHAPITRE 6

ÉTABLISSEMENT D'UN SYSTÈME TV NOIR ET BLANC

LES DIFFÉRENTES NORMES

Les différentes notions que nous venons d'exposer nous permettent de passer à l'étude quantitative d'un système cohérent de transmission d'images animées achromes.

Nous connaissons, en effet, les exigences et aussi les tolérances de la vision (chap. 1); nous savons que ces tolérances rendent possibles une analyse et une synthèse séquentielles des images dont nous avons défini les principes au chapitre 2 (§ 1-2). Cette analyse et cette synthèse séquentielles peuvent être réalisées par des transducteurs lumière-courant et courant-lumière dont le fonctionnement, en ce qui concerne les types de transducteurs les plus couramment utilisés à l'heure actuelle, a été exposé dans les chapitres 4 et 5. Nous savons, enfin, que les informations fournies par l'analyse électronique de l'image sont transmises à distance par la voie des ondes, de même qu'en radiodiffusion ces mêmes ondes hertziennes transportent le son.

Il nous reste à définir avec plus de précision les formes et valeurs du signal vidéo délivré par le tube analyseur, ainsi que celles des signaux assurant la synchronisation entre le cycle d'analyse et celui de synthèse; il nous reste aussi à préciser de quelle façon est modulée l'onde hertzienne porteuse de toutes ces informations (auxquelles il faut ajouter celles correspondant au son, car nous ne sommes plus au temps du « muet »).

A ce stade, nous serons en mesure d'établir un synoptique assez complet d'une chaîne de transmission TV noir et blanc et de mieux comprendre le choix des valeurs adoptées par les différents « standards » (ô paradoxe! rien n'est moins normalisé qu'un « standard », à en juger par leur nombre) en usage dans le monde de la télévision.

Mais commençons par définir les critères de qualité — technnique s'entend — auxquels doivent satisfaire les images de télévision :

1. — *La finesse, notion subjective, qui se traduit en terme technique par la « définition », nombre de points élémentaires par unité de surface pouvant être distinctement analysés et synthétisés;*

2. — *La correcte reproduction des contrastes (niveaux relatifs du blanc et du noir) et de la gamme des gris (appelée « gamma »);*

3. — *L'absence de structure parasite ou d'instabilité de l'image due au mode d'analyse et de synthèse;*

4. — *Le maintien à un niveau non perceptible de tous les signaux parasites (« bruit » de fond, échos, interférences, parasites d'origine atmosphérique ou industrielle, etc.);*

5. — *Une parfaite similitude de la géométrie de l'image reproduite avec celle de la scène retransmise.*

Nous allons voir que les différentes caractéristiques des systèmes de TV noir et blanc s'efforcent de répondre à ces critères, et que leur choix est toujours justifié par le souci d'obtenir la meilleure qualité possible pour une moindre complication.

1. — Retour sur les principes d'analyse TV

1-1. — *DÉTERMINATION DU CYCLE D'ANALYSE TRAME PAR TRAME ET LIGNE PAR LIGNE*

La durée du cycle d'analyse vertical a été choisie en fonction de la persistance de la sensation lumineuse, d'une part, et de la fréquence du réseau d'alimentation en énergie électrique, d'autre part. Comme le seuil de la rémanence rétinienne est de 1/15 de seconde, et que la fréquence des différents réseaux nationaux est de 50 Hz (Europe et Asie) ou de 60 Hz (Amérique), on a choisi 1/25 ou 1/30 de seconde pour la durée d'analyse d'une image, valeur supérieure au seuil de la persistance de la sensation lumineuse et sous-multiple exact de la période du réseau (nous verrons pourquoi, plus loin).

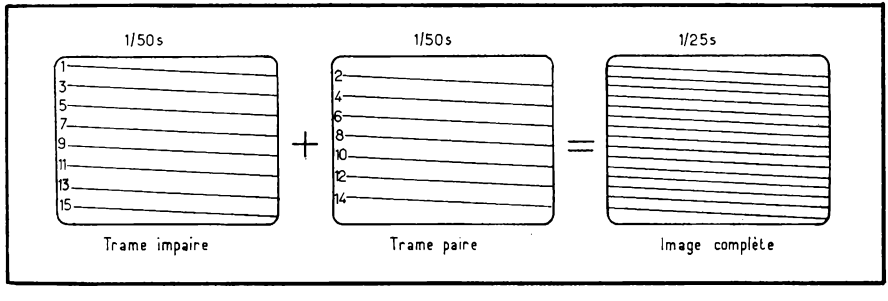


Fig. 6-1. — Principe du balayage entrelacé : chaque image est analysée et reproduite suivant deux trames légèrement décalées l'une par rapport à l'autre.

En fait, comme cette valeur est trop proche de la tolérance de l'œil, qui pourrait être gêné par un effet de papillotement de l'image, on analyse cette dernière deux fois pendant le même laps de temps, en décalant légèrement chaque trame d'analyse par rapport à la précédente. On analyse (fig. 6-1) d'abord les lignes de rang impair, puis celles de rang pair. Le principe de ce balayage « entrelacé » a déjà été exposé au chapitre 2 (§ 1-2). Ainsi on obtient une fréquence de trames (ou demi-images) de 50 ou de 60 Hz, égale

à celle du réseau. Cette solution offre l'avantage d'un pilotage éventuel de l'émission (la fréquence du réseau étant très stable) et évite tout risque de battement indésirable, à l'émission comme à la réception, entre le signal à la fréquence de balayage vertical et la tension d'alimentation à la fréquence du réseau. Ce battement pourrait se traduire par un lent défilement sur l'écran d'une zone claire suivie d'une zone sombre et par une variation des dimensions de l'image au rythme de la fréquence de battement (différence entre la fréquence du secteur et celle du balayage vertical).

Notons dès à présent que l'entrelacement a pour première conséquence un nombre impair de lignes d'analyse horizontale par image.

En effet, pour que les deux trames successives qui constituent une image soient décalées l'une par rapport à l'autre, sans exiger trop de précision des générateurs de balayage, il faut que la trame impaire, par exemple, commence au début d'une ligne et se termine au milieu d'une ligne, et inversement pour la trame paire (fig. 6-2) : donc le nombre de lignes par trame est égal à un nombre entier plus un demi; le double de cette valeur, soit le nombre de lignes par image, est bien impair. Le parcours exact du spot lors du balayage entrelacé sera examiné en détail par la suite.

La détermination, en première analyse, du nombre de lignes horizontales dépend de deux facteurs : la distance normale, « confortable », d'observation de l'image et le pouvoir séparateur de l'œil.

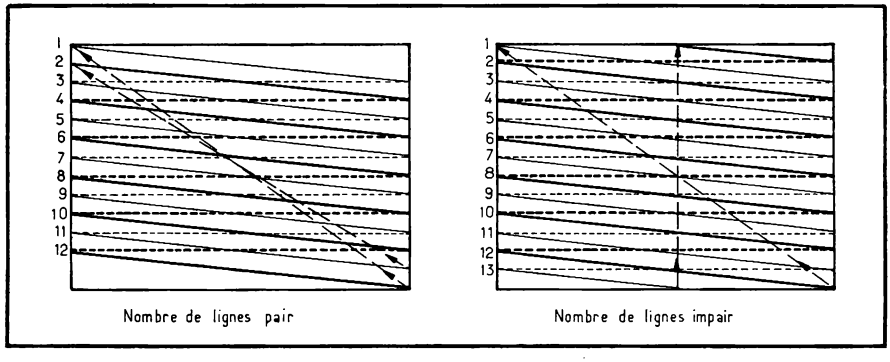


Fig. 6-2. — En adoptant un nombre impair de lignes par image, on peut obtenir l'entrelacement des trames sans exiger une trop grande précision des générateurs de balayage.

La distance normale d'observation est celle qui permet à l'œil d'englober toute l'image (ni plus, ni moins) sans être astreint à de perpétuels mouvements de va-et-vient latéraux (observation trop proche) et sans distinguer, avec autant de netteté que l'image, son entourage (observation trop lointaine). En somme, cette distance est déterminée par l'angle maximal de perception sur la fovea, zone de finesse maximale, et par les dimensions de l'image (fig. 6-3). Notons qu'il est difficile d'évaluer avec exactitude cette distance, compte tenu des variations du champ de perception nette d'un spectateur à l'autre et aussi des différences de conception en ce qui concerne le « confort » maximal d'observation. Nous nous référerons donc au bon sens populaire : une règle empirique, dite « règle des peintres », nous indique qu'une personne examinant un tableau se place en général à une distance valant trois fois la diagonale de ce tableau. Le calcul effectué à partir des données précédemment exposées nous aurait fourni une valeur de cette distance égale à cinq fois la plus grande dimension de l'objet examiné. Prenons un moyen

terme, soit quatre fois la diagonale de l'image. Comme les dimensions de cette dernière sont dans le rapport

$$\frac{\text{hauteur}}{\text{largeur}} = \frac{H}{L} = \frac{3}{4},$$

la diagonale est égale à

$$D = \sqrt{H^2 + L^2} = \frac{5}{3} H$$

La distance d'observation idéale d serait, en fonction de la hauteur H de l'image :

$$d = 4 \times \frac{5}{3} H = \frac{20}{3} H.$$

La figure 6-4 pose les données d'un petit problème de trigonométrie simple qu'il nous reste à résoudre. Etant donné l'angle de résolution de l'œil, α,

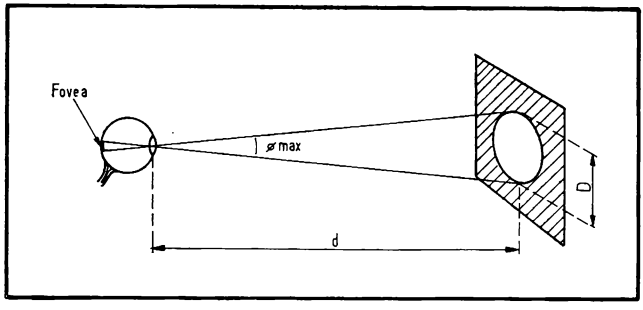


Fig. 6-3. — Détermination de la distance optimale d'observation.

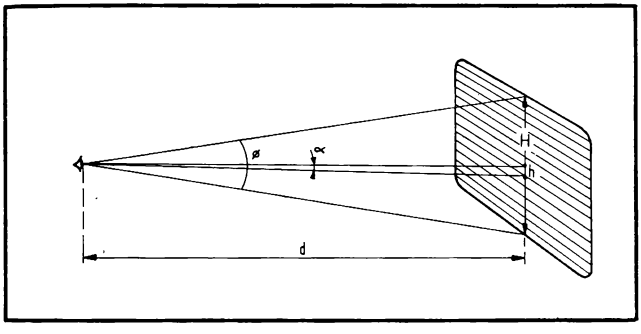


Fig. 6-4. — Détermination du nombre minimal de lignes d'analyse en fonction de l'angle de résolution de l'œil.

c'est-à-dire l'angle sous lequel est vu le plus petit élément discernable h, et étant donné l'angle φ sous lequel l'image est vue dans sa totalité en hauteur, quelle est la limite maximale du nombre d'éléments h que l'œil pourra discerner dans cette hauteur? Cette limite est évidemment égale au rapport φ/α. Le nombre minimal de lignes d'analyse par image devra, bien entendu, être supérieur à cette valeur pour que la structure linéaire de l'image TV ne soit pas une gêne à l'observation.

Calculons l'angle φ :

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{H}{2} \times \frac{1}{d} = \frac{H}{2} \times \frac{3}{20\,H} = \frac{3}{40} = 0{,}075$$

d'où :

$$\varphi \# 8° 40'.$$

Nous savons déjà que l'angle de résolution de l'œil est de 1′ (chap. 1, § 2-4). Le nombre de lignes horizontales d'analyse, pour une image devrait donc être supérieur à

$$\frac{8° 40'}{1'} = 520$$

pour assurer une observation confortable.

Première constatation : les standards actuels de télévision ont bien adopté des valeurs de nombre de lignes supérieures à 520 (sauf le 405 lignes anglais). Mais pourquoi trouve-t-on des valeurs telles que 525, 625 ou 819 lignes, au lieu de 523, 627 ou 821 (il faut, de toute façon, nous l'avons vu plus haut, que nous ayons un nombre impair) ? La raison en est simple. Comme la fréquence de lignes et la fréquence de trames doivent être rigoureusement asservies l'une à l'autre, pour assurer un balayage entrelacé, la méthode utilisée consiste à obtenir l'une et l'autre à partir d'un même oscillateur pilote dont la fréquence représente leur plus petit commun multiple. A partir de ce signal pilote on procède donc par divisions de fréquence successives pour obtenir les fréquences de lignes, puis de trames.

Plusieurs moyens sont à notre disposition pour effectuer ces divisions de fréquence (addition en amplitude d'impulsions, ou comptage du type binaire) ; leur caractéristique commune est que leur précision, leur fiabilité, est inversement proportionnelle au facteur de division utilisé à chaque stade. On comprendra mieux cette particularité sur la figure 6-5, qui montre le processus de division par addition d'impulsions en nombre élevé (*a*) et en nombre peu élevé (*b*). En pratique, on ne procède qu'à des divisions par les nombres premiers suivants : 2, 3, 5, 7, 9, 11 et, à la rigueur, 13. Il faut donc que le nombre de lignes soit décomposable en facteurs premiers non supérieurs à ces nombres. Ainsi :

$$819 = 3 \times 3 \times 7 \times 13;$$
$$625 = 5 \times 5 \times 5 \times 5;$$
$$525 = 3 \times 5 \times 5 \times 7;$$
$$405 = 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 5.$$

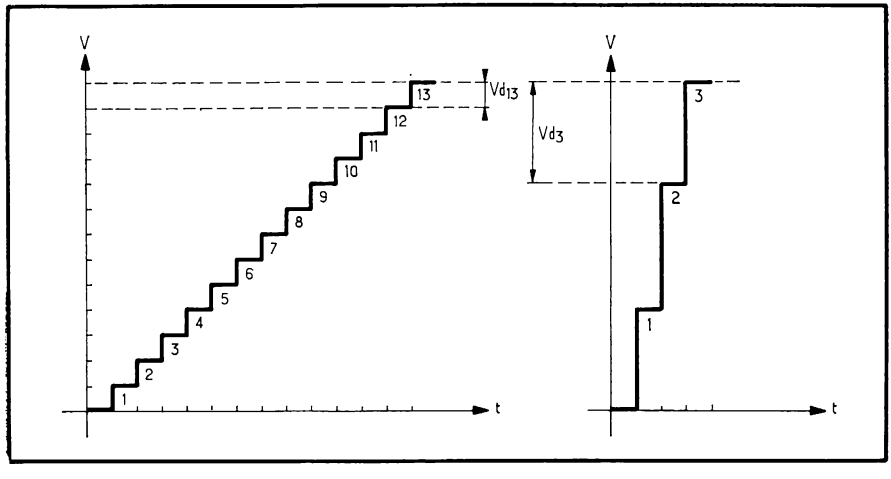


Fig. 6-5. — Les risques d'erreur dans un dispositif diviseur de fréquence sont plus importants lorsque l'amplitude des échelons successifs est faible (**a**, à gauche) que lorsqu'elle est grande (**b**, à droite), c'est-à-dire lorsque le facteur de division diminue.

Supposons qu'on ait choisi une définition de 625 lignes. L'oscillateur pilote fonctionnera sur 31 250 Hz. Une division par deux nous donne la fréquence de lignes, 15 625 Hz; quatre divisions par cinq nous donnent la fréquence de trames, 50 Hz.

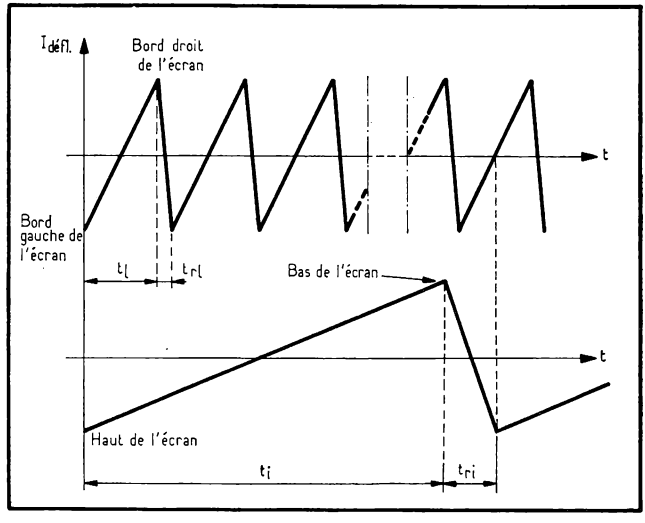


Fig. 6-6. — Formes en dents de scie des signaux de balayage horizontal (en haut) et vertical (en bas).

Si nous avions choisi pour nombre de lignes 627, par exemple, les facteurs premiers de ce nombre sont 3, 11 et 19. Il serait délicat de faire une division de fréquence par 19. Il en est de même pour 623 (7×89), 629 (17×37), 631 (nombre premier), et ainsi de suite. La valeur 625 apparaît bien comme la seule utilisable dans ces ordres de grandeur.

1-2. — *DÉCOMPOSITION DANS LE TEMPS DU CYCLE DE LIGNE ET DU CYCLE DE TRAME : LES SIGNAUX DE BALAYAGE*

Pour faire dévier le faisceau électronique, tant lors de l'analyse de l'image que lors de sa synthèse, il faut fournir aux organes de déflexion des courants (lorsqu'il s'agit de bobines) ou des tensions (s'il s'agit de plaques électrostatiques) croissant linéairement depuis le début d'un cycle de ligne, ou d'un cycle de trame, et reprenant, à la fin de ces cycles, leur valeur initiale aussi rapidement que possible. La forme de tels signaux est dite en dents de scie.

Dans la pratique, le retour de la tension ou du courant de balayage à sa valeur initiale — ce qui correspond, dans le système d'analyse choisi, au retour du spot en début de ligne ou en début de trame — ne peut être instantané (fig. 6-6). On doit donc distinguer dans les cycles de balayages horizontal et vertical, une durée utile t_l ou t_i, pendant laquelle le spot remplit sa fonction d'analyse ou de reproduction de l'image, et une durée improductive, correspondant au retour du spot, t_{rl} ou t_{ri}, pendant laquelle ce dernier ne remplit plus aucune fonction.

On pourrait supposer que l'on a intérêt à réduire au minimum les intervalles improductifs de retours de lignes ou de trames. En fait, on se heurte vite aux limites imposées par le caractère inductif des organes de déflexion : on sait, en effet, que la tension de self-induction développée lors d'une

brusque variation de courant est proportionnelle à la vitesse de cette variation. En essayant de réduire à l'extrême les temps de retour, on obtiendrait, aux bornes des bobines de déflexion, des surtensions inadmissibles pour la fiabilité du matériel.

Notons, toutefois, que les surtensions ainsi créées, mais limitées à des valeurs raisonnables, sont utilisées dans les circuits de balayage horizontal pour obtenir les très hautes tensions d'accélération du cathoscope.

D'autre part, le temps de retour n'est pas absolument improductif puisqu'il permet de loger, entre deux séquences de signaux vidéo, les impulsions assurant la synchronisation des cycles de balayages entre émetteur et récepteurs.

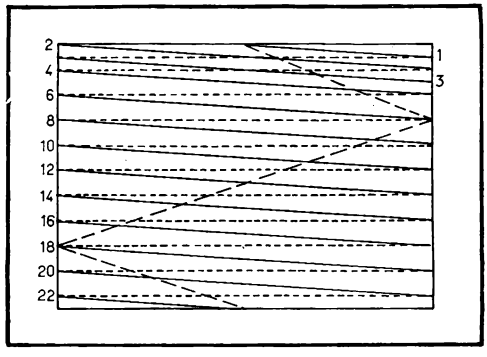


Fig. 6-7. — Le retour de balayage vertical se fait en zigzag, puisque le générateur de balayage horizontal n'est pas bloqué pendant le temps correspondant à ce retour.

Dans la plupart des standards de télévision, la durée de retour du balayage vertical, t_{r1}, est supérieure de plusieurs fois à la durée d'un cycle total de ligne. Comme le balayage horizontal continue pendant le retour de trame, ce dernier s'effectuera en zigzag, ainsi que l'indique la figure 6-7. A condition que les cycles de trame soient conservés identiques entre eux, ce retour en zigzag (au lieu du retour simple en diagonale) ne gênera en rien l'entrelacement des lignes des trames paires et impaires.

1-3. — *FORME DU SIGNAL VIDÉO - DÉFINITION BANDE PASSANTE - CORRECTION DE GAMMA*

Le signal délivré par le tube analyseur pendant la durée de chaque ligne d'analyse de l'image est dénommé « signal vidéo » ou signal d'image. Le même signal, après modulation d'une porteuse H.F., transmission par voie hertzienne, et démodulation, dans le cas d'une radiodiffusion, ou après transmission directe par câble, dans le cas d'une installation dite en circuit fermé, commandera l'intensité du faisceau électronique du tube cathodique, à la réception. Le signal vidéo constitue donc l'information principale d'une liaison TV, les autres signaux — « tops » de synchronisation, porteuse H.F., signaux du son — en étant les auxiliaires.

Essayons d'imaginer l'allure des variations de tension à la sortie d'un tube analyseur lors de l'analyse d'une image comportant des blancs, des noirs et des gris de différentes nuances. Il est évident que nous n'avons pas affaire ici à des variations sinusoïdales, ni même périodiques (sauf de rares exceptions), les différents tons de gris étant distribués dans la largeur de l'image de façon tout à fait erratique (fig. 6-8). Remarquons, dès maintenant, que pour une large plage unie, la tension fournie par le tube analyseur *ne varie pas;* il faudrait donc pouvoir *transmettre la fréquence zéro.* Remarquons également que l'image peut présenter une transition brutale allant du noir au

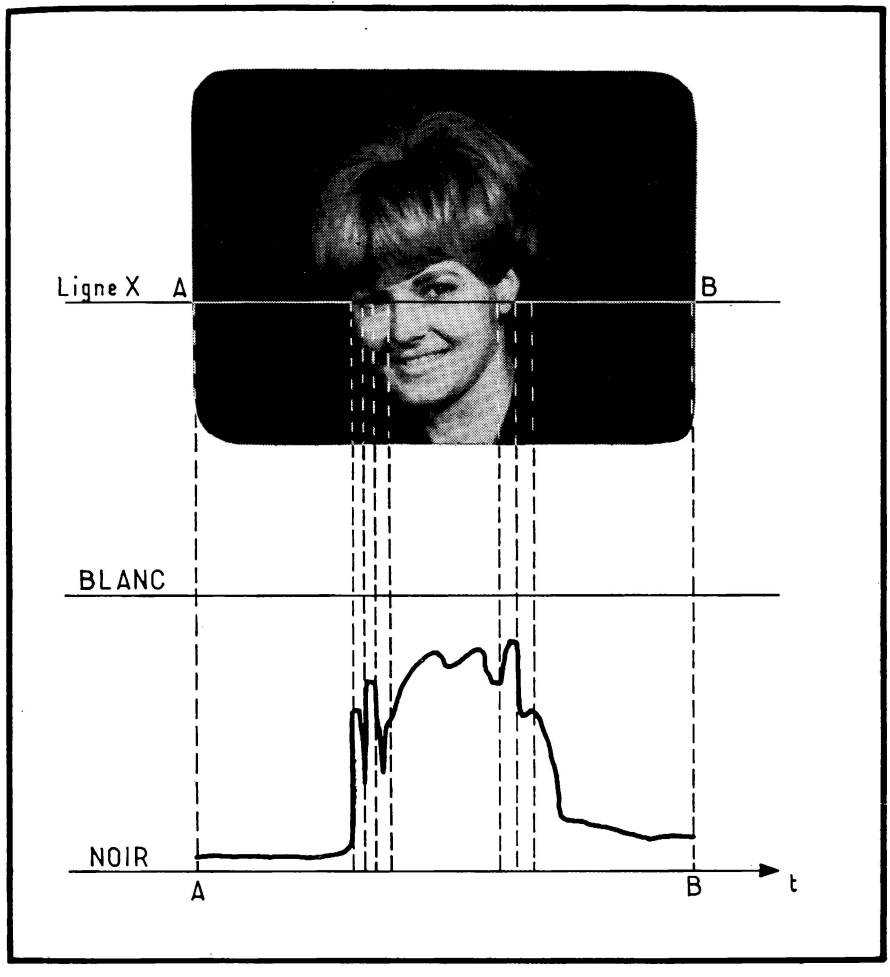


Fig. 6-8. — Allure du signal vidéo délivré par le tube de prise de vues lors de l'analyse de la ligne X.

blanc absolu : dans ce cas, le signal correspondant, dit transitoire, à front très raide, comporte, d'après la loi de décomposition en série de Fourier, *une gamme de fréquences s'étendant jusqu'à l'infini.*

Fort heureusement, grâce à la tolérance de l'œil vis-à-vis des transitions brutales de luminosité, il n'est pas nécessaire de transmettre l'information avec une telle précision, et une bande de quelques mégahertz est suffisante pour l'information vidéo. De même, la fréquence « zéro » n'est pas transmise, mais reconstituée à la réception, lorsqu'il est nécessaire de le faire.

Pour calculer la bande de fréquences minimale admissible pour une transmission correcte de l'information vidéo, plaçons-nous dans le cas le plus défavorable : celui où l'image est constituée par une suite de bandes verticales, alternativement noires et blanches (fig. 6-9). Nous supposerons également que la « définition », la finesse horizontale (c'est-à-dire le nombre de points élémentaires distincts par unité de longueur, sur une même ligne),

est égale à la définition verticale (c'est-à-dire le nombre de lignes par unité de longueur), et que les temps de retour ont une valeur négligeable.

Prenons le cas du 625 lignes :

$$\text{nombre de points élémentaires par ligne} = \text{nombre de lignes} \times \frac{4}{3} \# 830.$$

Si ces 830 points élémentaires sont alternativement noirs et blancs, le signal vidéo correspondant aura, théoriquement, l'allure d'un signal carré de fréquence de récurrence :

$$\frac{830}{2} \times 625 \times 25 \# 6{,}5 \text{ MHz}.$$

Théoriquement, il faudrait transmettre une dizaine d'harmoniques de cette fréquence pour reconstituer avec fidélité l'image des 830 bandes alternées noires et blanches. Mais, outre que l'on serait conduit à un encombrement prohibitif des canaux, pareil scrupule serait parfaitement vain, compte tenu, d'une part, des dimensions des spots d'analyse et de synthèse, d'autre part de l'imperfection de l'œil qui ne verrait dans une telle image qu'une plage quasi continue d'un gris moyen. En pratique, on se contente donc d'admettre comme limite normale de la bande vidéo la fréquence fondamentale du signal correspondant à l'image ci-dessus définie.

Comme l'indique le tableau ci-après, certains standards ont même admis une définition horizontale légèrement inférieure à la définition verticale et réduit la bande passante vidéo en conséquence. Les différences que l'on peut constater par rapport aux calculs précédemment exposés sont dues au fait qu'un certain nombre de lignes ne sont pas utilisées au cours d'une image (pendant le retour de trame et au début de chaque trame). La définition verticale réelle est ainsi diminuée de 10 % environ par rapport à la valeur nominale du nombre de lignes.

SYSTEME	525 l.	405 l.	819 l. fr.	625 l. fr.	625 l. C.C.I.R. et belge	625 l. O.I.R.T.
Bande vidéo (MHz)	4	3	10,4	6	5	6
Rapport définition H / définition V	0,91	1,4	1,23	1,16	0,97	1,16

En supposant que le signal de luminance délivré par le tube analyseur varie proportionnellement avec la luminosité de la scène analysée, il est indispensable, avant de le transmettre vers les récepteurs, de lui appliquer une correction dynamique dite « de gamma ». En effet, souvenons-nous que le tube cathodique de réception fonctionne comme un tube triode : en particulier, sa caractéristique courant de faisceau/tension de grille (wehnelt) présente une courbure prononcée pour les valeurs très négatives de la tension de wehnelt. Or, la tension de « cut-off » du wehnelt correspond à l'extinction du faisceau, c'est -à-dire au niveau du noir; une tension légèrement moins négative que la tension de « cut-off » correspondra à un gris foncé. Autrement dit, on doit « travailler » dans la partie courbe de la caractéristique du tube (fig. 6-10*a*). On peut tracer la caractéristique lumière/tension de

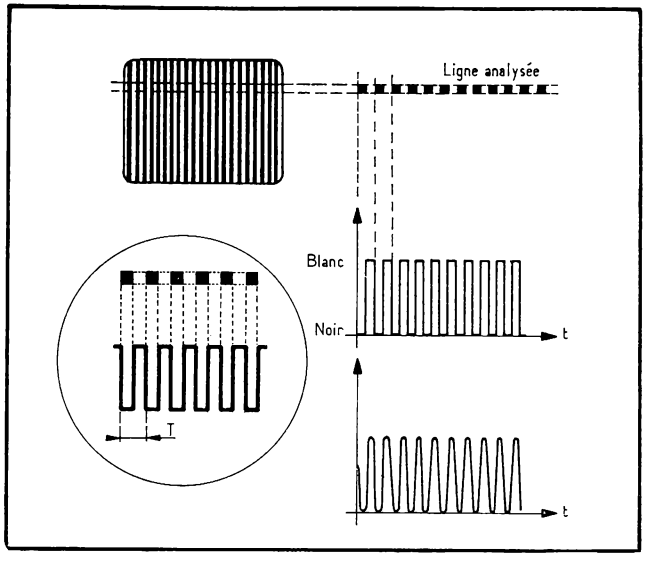
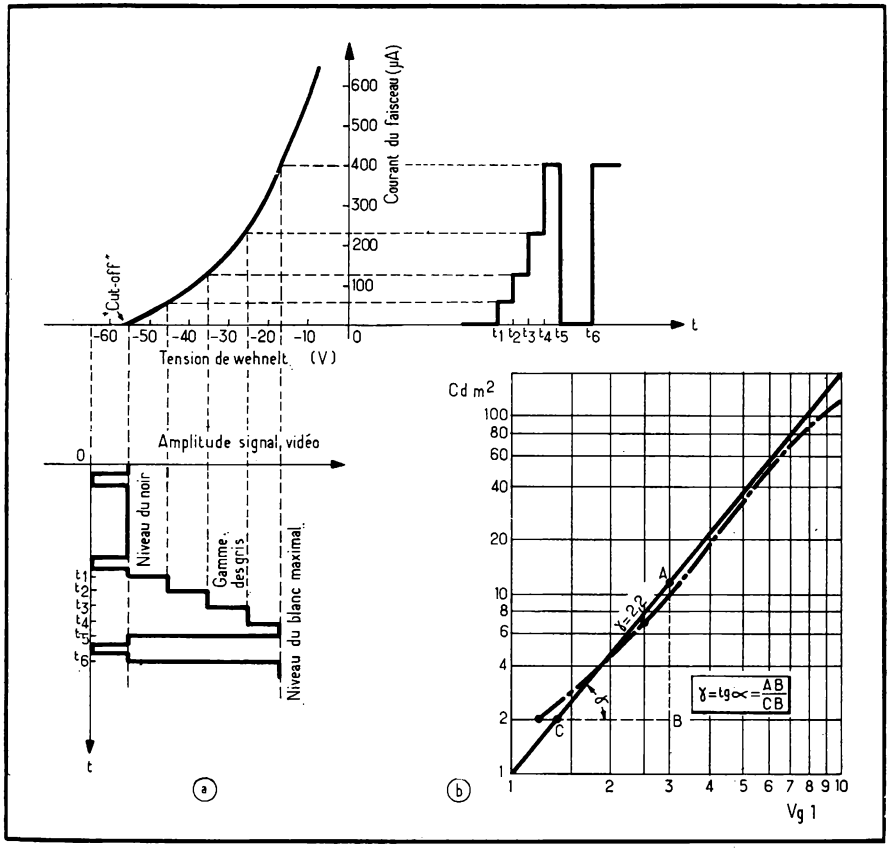


Fig. 6-9, ci-contre. — Détermination de la bande passante vidéo minimale exigée pour l'analyse d'une suite de bandes noires et blanches alternées.

Fig. 6-10, ci-dessous. — Caractéristiques courant de faisceau/tension de wehnelt (**a**) et lumière de l'écran/tension de wehnelt (**b**) (par rapport au « cut-off ») d'un tube cathodique.



wehnelt du tube, en coordonnées logarithmiques (fig. 6-10*b*). Cette caractéristique est une droite de pente γ, ce qui exprime que la réponse lumière/tension de wehnelt du tube cathodique est de la forme

$$L = k V_{g1}^{\gamma},$$

avec :

L, luminance de l'écran en candelas par mètre carré (*),
k, constante du tube,
V_{g1}, tension de wehnelt,
$\gamma \# 2{,}2$ pour les tubes achromes.

On en déduit que la correction à effectuer sur le signal de luminance E_Y, fourni par l'analyse, à l'émission, doit être telle que le signal E'_Y transmis soit

$$E'_Y = E_Y^{1/\gamma}.$$

Ainsi la lumière sur l'écran du tube cathodique sera

$$L = k E'^{\gamma}_{Y} = k (E'^{1/\gamma}_{Y})^{\gamma} = k E_Y,$$

c'est-à-dire proportionnelle à la lumière de la scène analysée.

2. — Synchronisation émetteur-récepteur — Le signal vidéo composite

2-1. — *NIVEAU ET DURÉE DE SUPPRESSION DU SPOT : EFFACEMENTS LIGNE ET TRAME*

Nous avons dit qu'à la fin de chaque ligne et de chaque trame le spot d'analyse (et celui de synthèse) ne remplissait plus aucune fonction, l'intervalle de temps correspondant étant utilisé pour procéder au retour du faisceau électronique en début d'exploration horizontale ou verticale. Cela se traduit par un signal nul (ou « au noir ») à la sortie de l'analyseur, pendant le même temps. Du côté du reproducteur il faut assurer, simultanément, un blocage du tube cathodique au « cut-off » afin que les traces des retours ne soient pas visibles.

Le niveau de suppression de l'image pendant les retours lignes et trames est donc au moins égal au niveau du noir (pour certains standards, le niveau de suppression est situé légèrement au-dessous du niveau du noir, dans l'« ultra-noir » pour faciliter la séparation signal vidéo-synchronisation). Les impulsions de synchronisation qui seront émises pendant la durée d'effacement devront évidemment être situées au-dessous de ce niveau, afin de ne pas être visibles sur l'écran du tube de réception. Schématiquement, nous pouvons représenter l'allure générale d'un signal vidéo accompagné des tops de synchronisation de lignes suivant la figure 6-11.

Les impulsions de synchronisation lignes ou trames n'occupent pas toute la durée d'effacement : des paliers de garde avant et arrière sont prévus (qui correspondent aux positions extrêmes du spot, inutilisées puisque situées légèrement en dehors des bords de l'image), pour permettre, entre chaque séquence, le retour du signal à la valeur de suppression.

Les standards de télévision diffèrent entre eux par les valeurs relatives des niveaux du « blanc », du « noir », de suppression et de synchronisation,

(*) Le candela (cd) par mètre carré est la luminance d'une source de 1 m² de surface émissive dont l'intensité lumineuse est de 1 candela (pour $\lambda = 555$ nm, 680 cd = 1 W).

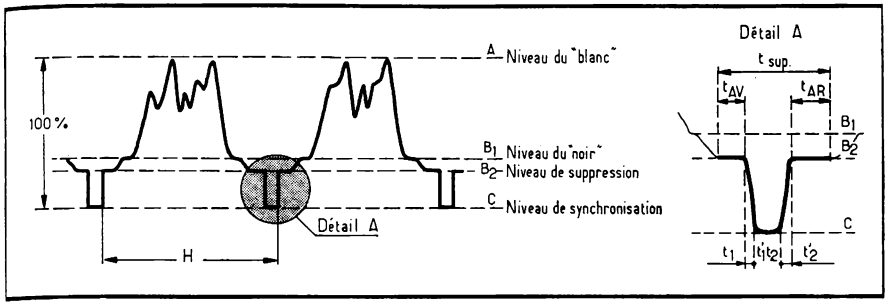


Fig. 6-11. — Allure générale du signal vidéo composite et détail d'un top de synchronisation de lignes (détail A).

par les durées attribuées aux paliers de garde et aux impulsions, et, en ce qui concerne la synchronisation de trames, par le fait que la durée des « tops » correspondants est plus petite ou plus grande qu'un demi-cycle de ligne. C'est ce que nous allons étudier point par point.

2-2. — *IMPULSIONS DE SYNCHRONISATION DE LIGNES*

D'une façon générale, dans tous les standards de télévision c'est le front avant des « tops » de synchronisation de lignes, aisément séparés du fait qu'ils se situent dans une zone d'amplitude (B2-C, fig. 6-11) différente de celle du signal d'image proprement dit (A-B1), qui commande les générateurs de balayage horizontal des récepteurs. Ce front est repéré avec précision grâce à un circuit à résistance-capacité (fig. 6-12) de constante de temps RC très inférieure à la durée du « top ». A la sortie de ce circuit, on recueille deux impulsions, de polarités différentes, correspondant aux fronts avant et arrière du signal de synchronisation.

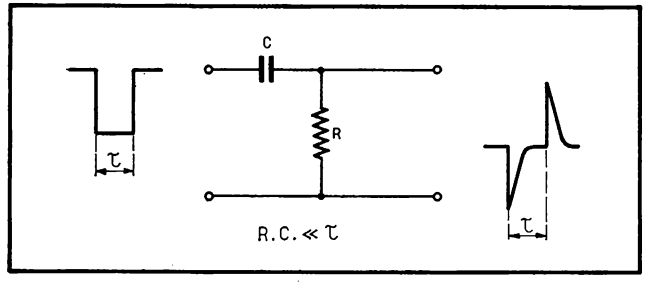


Fig. 6-12. — Différentiation d'un « top » par une cellule RC.

Les durées attribuées aux paliers avant et arrière (t_{av} et t_{ar}), aux fronts avant et arrière du « top » de lignes (t_1 t'_1 et t_2 t'_2) et au signal entier de suppression (t_{sup}) seront précisées en fin de ce chapitre, dans les tableaux récapitulatifs des normes de télévision. Notons, dès à présent, que l'intervalle de temps s'écoulant entre le front avant de l'impulsion de synchronisation et la fin du palier arrière doit être un peu plus grand que le temps de retour du balayage horizontal, afin de permettre un repositionnement sûr du spot en début de ligne. D'autre part, pour ne pas « gaspiller » trop de temps du cycle d'analyse, le palier avant (t_{av}) doit être aussi réduit que le permet la sécurité de séparation signal d'image-synchronisation. En général, t_{av} est de l'ordre du centième de la durée d'un cycle de ligne, H.

2-3. — *SYNCHRONISATION DE TRAMES*

Situés dans la même zone d'amplitude (B2-C, fig. 6-11) que les signaux de synchronisation de lignes, les signaux de synchronisation de trames (provoquant le retour du spot en haut de l'image, au début d'une trame impaire ou paire) doivent pouvoir être différenciés soit par leur amplitude, soit par leur durée.

Eliminons immédiatement la première solution consistant à leur attribuer une amplitude différente de celle des « tops » de lignes. En effet, la zone B2-C de synchronisation n'est utilisée que pendant une très faible partie du cycle d'analyse, le signal d'image en occupant la quasi-totalité. On a donc intérêt à réduire l'amplitude de cette zone au minimum, au profit de celle attribuée au signal d'image. Si, dans cette zone, on veut pouvoir distinguer, avec sûreté, des amplitudes différentes, on est amené à augmenter la valeur de B2-C, ce qui est l'inverse du résultat recherché.

Les signaux de synchronisation de trames seront donc différenciés par leur durée (plus grande que celle des « tops » de lignes). Ici s'élèvent deux

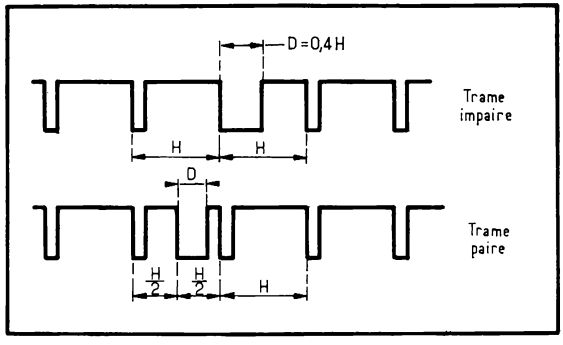


Fig. 6-13. — Impulsion de synchronisation de trame dans le 819 lignes français.

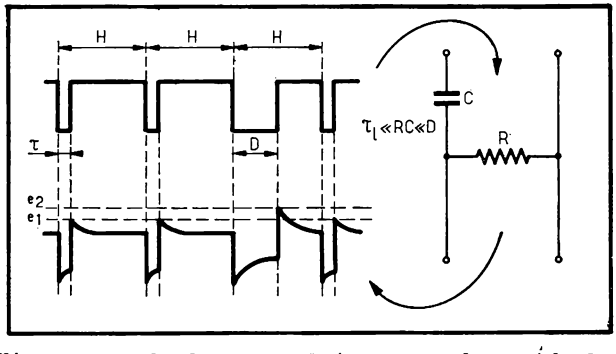


Fig. 6-14. — Principe du tri des tops de synchronisation verticale par cellule de différentiation.

difficultés que les différents standards ont palliées avec des méthodes diverses. Tout d'abord, pour assurer un interlignage rigoureux, le cycle de balayage horizontal doit se poursuivre en parfait synchronisme entre l'émetteur et le récepteur pendant le retour de trame (intervalle de temps comprenant le palier arrière de suppression et le « top » de trame proprement dit). D'autre part, les « tops » de trames impaires arriveront avec un retard H/2 (moitié d'un cycle de ligne) après la dernière impulsion de synchronisation horizontale, et ceux de trames paires avec un retard H, ce qui, suivant le type de séparation choisi à la réception, peut présenter quelques inconvénients, ainsi que nous allons le voir.

La solution la plus simple a été choisie dans le 819 lignes français.

La durée de l'impulsion de trame, D, y est inférieure à un demi-cycle de ligne, H/2, et représente, très exactement, D = 0,4 H. Dans ce cas, il n'y a aucun problème de synchronisation du balayage horizontal pendant la suppression de trame; la disposition des signaux de synchronisation pour les trames impaire et paire est indiquée dans la figure 6-13. Le tri des « tops » de trames est assuré par une cellule de différenciation dont la constante de temps est telle que $\tau \ll RC \ll D$ (fig. 6-14).

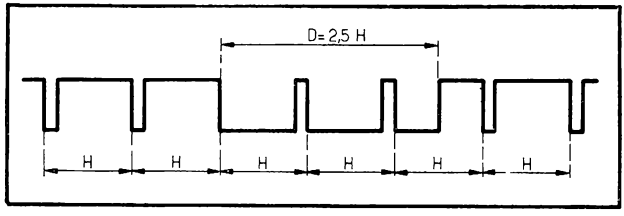


Fig. 6-15. — Découpage de l'impulsion de synchronisation verticale par les « tops » de lignes.

Notons que c'est le front arrière de l'impulsion qui provoque le retour du balayage vertical. Il peut être repéré avec précision et assurer, par conséquent, un interlignage rigoureux.

Dans les autres standards de télévision, D est supérieur à plusieurs cycles de ligne (de 2,5 H à 4 H, suivant le standard). Pendant l'intervalle de suppression de trame, le générateur de balayage horizontal du récepteur ne recevrait donc plus aucune impulsion de synchronisation et oscillerait en régime dit libre. Sa fréquence aura peu de chances de coïncider exactement avec celle d'analyse. En début de trame, le spot pourrait donc se trouver à un endroit quelconque de la première ligne et, pendant le temps mis par la base de temps du récepteur pour se re-synchroniser correctement (dans le haut de l'image), on risquerait d'avoir des déformations gênantes. Aussi a-t-on pensé à découper l'impulsion de trame, au rythme du cycle de lignes (fig. 6-15). Le tri de « tops » de trames est alors assuré par une cellule dite d'intégration (fig. 6-16) (pour plus de précision sur les cellules de différenciation et d'intégration utilisées à la réception pour le tri des « tops », voir le chapitre correspondant dans la partie « Réception »). On voit que la pré-

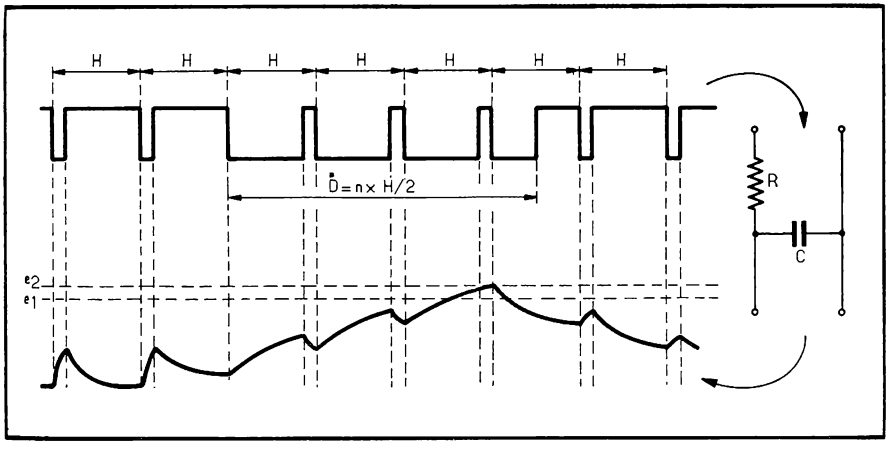


Fig. 6-16. — Tri des tops de synchronisation verticale par cellule d'intégration.

cision du repérage de l'instant où le seuil de déclenchement est atteint est moins grande que dans le cas d'une différenciation.

En particulier, suivant que l'impulsion de trame arrive avec un retard H (fin de trame paire) ou H/2 (fin de trame impaire) après la dernière impulsion de ligne, le condensateur C de la cellule d'intégration est entièrement déchargé ou non.

Dans ce dernier cas, le processus d'intégration débute à un niveau supérieur au niveau de repos, et le seuil de déclenchement de la base de temps, e_1 est atteint plus rapidement. Les cycles de trame paire et de trame impaire n'ont alors plus la même durée, et il est évidemment difficile, dans ces conditions, d'assurer leur entrelaçage.

Pour pallier cet inconvénient la plupart des standards ont adopté le système suivant : le circuit de tri des « tops » de trames est amené à un état électrique presque identique à la fin et au début des trames impaire et paire par deux salves d'impulsions dites d'égalisation, encadrant le « top » de trame (fig. 6-17). Ces impulsions, plus courtes que celles de synchronisation de lignes, se succèdent à des intervalles H/2. Notons que le « top » de trame est lui-même découpé à la même cadence. Ainsi parvient-on à une plus grande précision dans la synchronisation du balayage vertical, ce qui permet l'entrelaçage des trames.

On trouvera, dans les tableaux récapitulatifs, en fin de ce chapitre, les détails sur les systèmes de synchronisation adoptés par chaque standard, ainsi que les valeurs exactes des durées attribuées aux impulsions de synchronisation de trame et d'égalisation.

2-4. — *LE SIGNAL VIDÉOFRÉQUENCE COMPOSITE*

Nous avons défini dans les paragraphes précédents les caractéristiques des différentes parties du signal composite utilisé pour la transmission d'images achromes. Ce signal est dénommé « signal vidéofréquence composite »; on le désigne souvent par le terme abrégé de « signal vidéo » (bien que ce terme ne doive s'appliquer, en principe, qu'aux informations de luminance seules). Rappelons en quelques lignes les différents composants du signal vidéofréquence, ainsi que leurs valeurs relatives en amplitude et en durée (variables suivant les standards) :

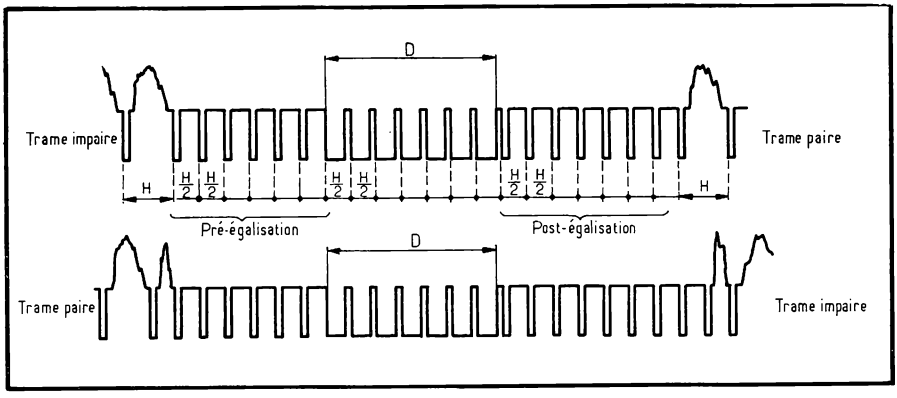


Fig. 6-17. — Impulsion de synchronisation de trames, découpée au rythme de la demi-période ligne et encadrée des tops de préégalisation et de postégalisation.

a. — Signal de luminance ou d'image : il occupe en amplitude 65 à 75 % de l'amplitude totale et est transmis pendant environ les 4/5 à 5/6 d'un cycle de ligne, H. Entre chaque trame, ce signal est interrompu pendant une durée allant de 13 à 41 H;

b. — Signaux de suppression : émis entre chaque cycle de ligne et de trame, ils sont légèrement inférieurs au niveau du noir, c'est-à-dire situés entre 30 et 20 % de l'amplitude totale. Le signal de suppression de ligne dure 1/5 à 1/6 d'un cycle de ligne. Le signal de suppression de trame a une durée pouvant aller de 13 à 41 H, suivant le standard;

c. — Signaux de synchronisation : émis pendant une partie du signal d'effacement et d'une amplitude inférieure à ce dernier, le fond des « tops » se situant au niveau 0. Les signaux de synchronisation comprennent :

— Les signaux de synchronisation de lignes, qui sont des « tops » simples, d'une durée comprise entre 2,5 μs et 10 μs, précédés d'un palier avant, court, et suivis d'un palier arrière, long (4 à 9 μs);

— Les signaux de synchronisation de trames, qui peuvent être de deux types différents :

1. « Top » court (< 0,5 H) unique;
2. « Top » long (de 2,5 H à 4 H) découpé au rythme des demi-cycles de lignes H/2, précédé et suivi (sauf pour le 405 lignes anglais) d'impulsions d'égalisation de durée plus courte que celle des impulsions de lignes et séparées entre elles par un intervalle H/2; les salves de pré- et de post-égalisation sont émises pendant un temps égal à 2 à 3 H.

Nous avons jusqu'ici présenté le signal vidéofréquence composite en « positif », c'est-à-dire avec le maximum de luminosité correspondant à l'amplitude positive maximale. Nous allons aborder maintenant un autre paragraphe, traitant de la modulation du signal porteur par le signal vidéofréquence : nous y verrons alors que ce dernier conserve le sens positif ou non, suivant le type de modulation choisi.

3. — Le signal d'émission — Porteuse image — Porteuse son — Les canaux TV

3-1. — *MODULATION POSITIVE OU NÉGATIVE DE LA PORTEUSE PAR LE SIGNAL VIDÉO*

Etant donné la largeur de bande occupée par le signal vidéofréquence composite (3 à 10,4 MHz, suivant le standard), on ne peut songer à utiliser la modulation de fréquence d'une porteuse H.F. pour le transmettre : en effet, le canal hertzien occupé, pour ce type de modulation, doit être au moins de l'ordre de dix fois la valeur de la plus haute fréquence transmise, si l'on veut conserver les avantages qu'elle apporte (protection contre les parasites et le « fading », en particulier). Ainsi, en radiodiffusion du son, en modulation de fréquence, la bande transmise est de 15 kHz et le canal a un encombrement de 300 kHz. Transposé au niveau des bandes de fréquences transmises en TV, ces chiffres nous montrent que la largeur des canaux nécessaire en modulation de fréquence est évidemment prohibitive.

C'est donc la modulation d'amplitude (il s'agit ici de la transmission « linéaire » du signal d'image, utilisée par la télévision « grand public »; d'autres systèmes, quantifiés, permettraient d'autres types de modulation) qui est utilisée pour la transmission du signal vidéo composite. On a alors le

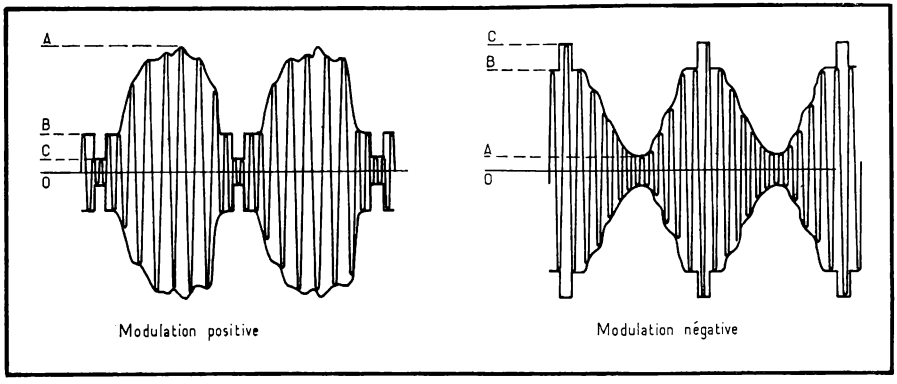


Fig. 6-18. — Enveloppes de modulation de la porteuse H.F. dans le cas de la modulation positive et dans celui de la modulation négative (A = blanc maximal, B = noir).

choix entre deux types de modulation (fig. 6-18) : positive, le maximum du signal porteur correspondant au « blanc » et le minimum au fond des « tops » de synchronisation; négative, avec des correspondances inverses.

Chacun a ses avantages et ses inconvénients que nous allons examiner rapidement.

Commande automatique de gain. — Elle est plus aisée avec la modulation négative, puisque le fond des « tops » de synchronisation fournit un retour périodique au signal maximal. Dans la modulation positive, la référence la plus accessible (fond des « tops ») correspond, au contraire, au signal minimal : la précision de correction du gain est donc moins grande. On peut aussi prendre comme référence le palier arrière du signal d'effacement lignes, mais cette méthode complique les circuits (système dit de clamp) et n'est pratiquement utilisée que dans les matériels professionnels et couleurs.

Protection contre les parasites. — Deux aspects sont à considérer : la visibilité des parasites sur l'écran et leur effet sur la synchronisation. En modulation positive, les parasites apparaissent en blanc (augmentation de l'amplitude du signal), et en modulation négative, sous forme de points noirs. La gêne est donc sensiblement équivalente dans les deux cas et dépend de la teinte de fond, claire ou sombre, sur laquelle se détachent les « bruits » parasites. En revanche, la modulation positive assure une excellente protection de la synchronisation contre les impulsions parasites qui provoquent des « lancées » vers le blanc ou l'ultra-blanc et non vers l'ultra-noir (sauf en cas de suroscillations). Ces mêmes lancées peuvent être facilement confondues avec les « tops » de synchronisation dans le cas de la modulation négative, ce qui oblige à prévoir des circuits de synchronisation indirecte (comparateur de phase, circuits à « volant ») palliant ce défaut et dont il est question dans la partie « Réception » de cet ouvrage. Ces mêmes circuits sont d'ailleurs utilisés en modulation positive pour renforcer la sécurité de synchronisation en champ faible. Notons également que c'est cette sensibilité aux parasites qui rend préférable, en modulation négative, l'utilisation de « tops » de synchronisation verticale de durée relativement longue.

Dernier point, qui sera étudié plus en détail dans l'un des paragraphes suivants : le *son* des programmes TV peut être transmis, soit en modulation d'amplitude, soit en modulation de fréquence, sur une porteuse distincte de la porteuse image. Dans ce dernier cas, un procédé, dit « à interporteuse », peut être utilisé à la réception, avantageux à bien des points de vue; mais il

ne peut être appliqué avec profit qu'avec une modulation négative du signal d'image, car il exige que l'on conserve une garde du niveau de la porteuse image (niveau minimal de la porteuse) plus importante que celle habituellement adoptée dans les systèmes à modulation positive.

3-2. — *ENCOMBREMENT HERTZIEN BANDE LATÉRALE ATTÉNUÉE*

La largeur de la bande de fréquences vidéo (3 à 10,4 MHz, suivant le standard) qu'il est nécessaire de transmettre en télévision entraîne deux conséquences. Pour des raisons de sélectivité et de gain des circuits de réception, les fréquences porteuses utilisées doivent être nettement supérieures à la fréquence de modulation la plus élevée que l'on désire transmettre, ce qui situe les gammes TV dans les V.H.F. et au-dessus. Quatre bandes de fréquences ont été allouées à la télévision :

V.H.F.	Bande I (41 à 68 MHz);
	Bande III (162 à 216 MHz).
U.H.F.	Bande IV (460 à 585 MHz);
	Bande V (610 à 940 MHz).

La portée des ondes hertziennes en V.H.F. et surtout en U.H.F. est relativement réduite (50 à 100 km en V.H.F.; en général nettement moins en U.H.F.) : pour assurer la couverture du territoire d'un pays par un ou plusieurs programmes de télévision, il faut prévoir un nombre important d'émetteurs principaux et de réémetteurs. Afin d'éviter toute interférence entre les signaux émis par ces différents émetteurs, qui pourraient être captés simultanément dans des régions situées à cheval sur les zones de couverture de deux ou trois d'entre eux, un certain nombre de précautions sont nécessaires.

La première consiste à réduire la largeur du canal occupé par chaque émetteur. On répond à cet impératif en appliquant une méthode de transmission dite « à bande latérale atténuée » ou « à bandes latérales asymétriques ». Ainsi peut-on « loger » un plus grand nombre de canaux dans les bandes allouées à la télévision.

Deux autres solutions sont également en usage pour pallier le problème de l'encombrement hertzien : on utilise des polarisations différentes de l'antenne (horizontale ou verticale) pour différencier deux émetteurs utilisant le même canal; on intervertit les positions respectives des porteuses son et image (et de ses bandes latérales atténuée et non atténuée), méthode dite de répartition des canaux « tête-bêche » (utilisée pour le 819 lignes français uniquement). Nous reviendrons plus loin sur ces deux solutions, mais allons étudier plus en détail, dès maintenant, le principe de la transmission à bande latérale atténuée.

On sait que l'amplitude instantanée v d'une onde H.F. modulée en amplitude par un signal sinusoïdal peut être représentée par la relation suivante :

$$v = \mathrm{V}\ (1 + k \cos \omega t)\ \cos \Omega t,$$

où V est l'amplitude de l'onde H.F. non modulée, Ω sa pulsation, ω la pulsation du signal modulant et k le taux de modulation (fig. 6-19) :

$$k = \frac{\Delta_{\max} v}{2\,\mathrm{V}}.$$

En développant la relation donnant v, on trouve

$$v = \mathrm{V}\ \left[\cos \Omega t + \frac{k}{2} \cos (\Omega + \omega)\ t + \frac{k}{2} \cos (\Omega - \omega)\ t\right].$$

On voit ainsi qu'à tout instant l'onde de pulsation Ω (onde porteuse) est accompagnée de deux ondes latérales de modulation, de pulsations respectives $(\Omega + \omega)$ et $(\Omega - \omega)$ et d'amplitude égale au plus à la moitié (si $k = 1$) de l'amplitude de la porteuse (fig. 6-20). Chacune de ces ondes latérales contient l'information que l'on désire transmettre (de pulsation ω). On pourrait donc songer à éliminer (au moyen de filtres, à l'émission) l'une des bandes latérales.

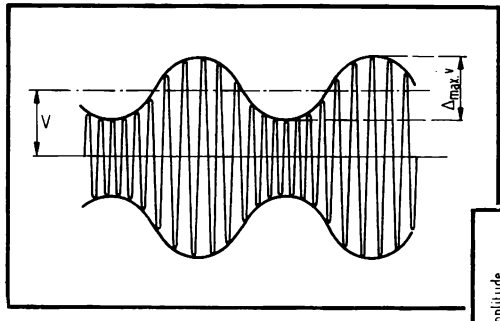


Fig. 6-19. — Le taux de modulation est égal à $\Delta_{max}\, v/2$ V.

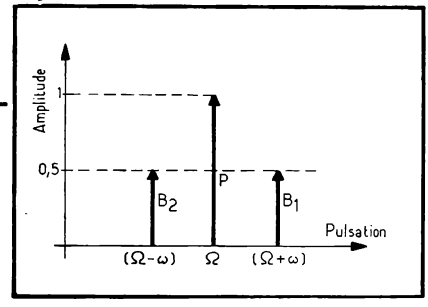


Fig. 6-20. — L'onde porteuse est accompagnée de deux ondes latérales de modulation.

Si nous reprenons l'expression algébrique de v, la suppression d'une bande latérale (la bande inférieure par exemple) consiste à supprimer le terme en cos $(\Omega - \omega)$.

On obtient alors :

$$v = V\ [\cos \Omega t + \frac{k}{2} (\Omega + \omega)\ t] .$$

La représentation vectorielle nous permettra une meilleure compréhension des conséquences entraînées par la suppression d'une des bandes latérales. D'après l'expression algébrique de v, on peut représenter ce dernier comme le vecteur résultant de la somme de trois vecteurs : l'un, $\overrightarrow{OP}$, d'amplitude V et tournant à une vitesse angulaire Ω, et deux autres, $\overrightarrow{PB_1}$ et $\overrightarrow{PB_2}$, d'amplitude $kV/2$ (supposons $k = 1$, pour simplifier), tournant en sens inverses avec une vitesse angulaire ω, autour d'un centre commun P. La figure 6-21*a* montre que pour une rotation complète de $\overrightarrow{PB_1}$ et $\overrightarrow{PB_2}$, une sinusoïde d'amplitude V et de pulsation ω est reconstituée.

Procédons à la même construction vectorielle, mais, cette fois, en supprimant le vecteur $\overrightarrow{PB_2}$ qui représente le terme en cos $(\Omega - \omega)$ (fig. 6-21*b*).

En comparant avec la construction précédente, on constate que l'amplitude de la sinusoïde obtenue est diminuée de moitié; d'autre part, le vecteur résultant $\overrightarrow{OB_1}$ n'est plus en phase avec le vecteur porteuse $\overrightarrow{OP}$. Ce déphasage, qui est d'autant plus grand que k est proche de l'unité (puisque alors le

vecteur $\overrightarrow{OB_1}$ a l'amplitude maximale), entraîne une distorsion du signal résultant qui n'est plus une sinusoïde pure.

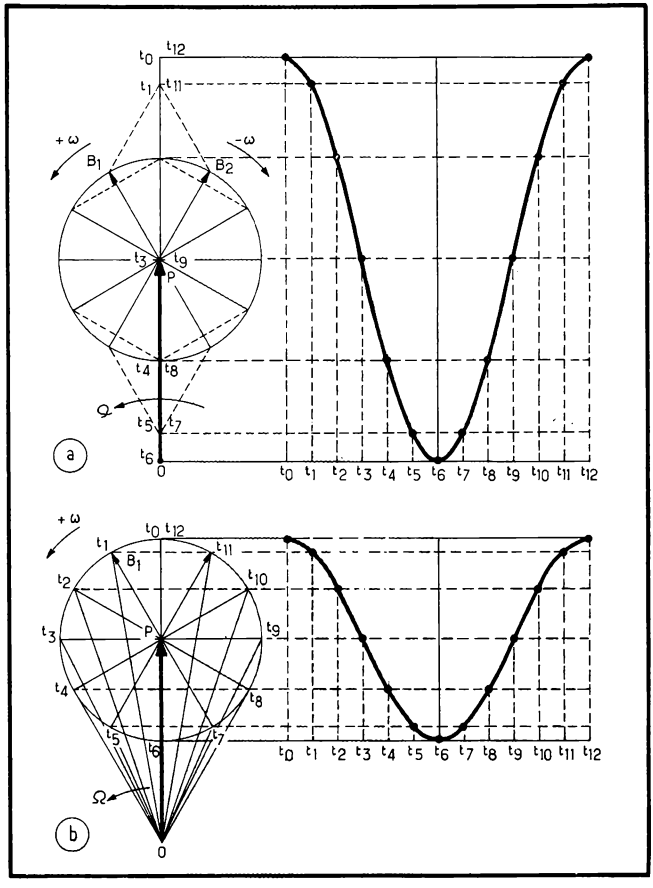


Fig. 6-21. — Représentation vectorielle de la modulation d'amplitude à bandes latérales intactes (**a**) et avec suppression d'une des bandes latérales (**b**).

En télévision, on utilise toujours un taux de modulation, k, voisin de 1. En employant un système de transmission avec une bande latérale entièrement supprimée, on aurait donc une distorsion non négligeable du signal vidéo. D'autre part, comme les fréquences basses de modulation (correspondant aux bandes latérales les plus proches de la porteuse) peuvent descendre jusqu'à quelques dizaines de hertz, il ne faut pas en éliminer une partie, ce qui exigerait d'avoir une coupure franche à la fréquence de la porteuse. Le système à bande latérale unique, où la porteuse même est supprimée, est possible en téléphonie, car dans ce cas, les fréquences de modulation les plus basses sont de l'ordre de 300 Hz (donc séparées de 600 Hz dans le spectre) et facilement différenciables (fig. 6-22). En télévision, il faut adopter une solution de compromis.

C'est la solution dite à bandes latérales asymétriques. Pour les fréquences basses de modulation, les deux bandes latérales sont conservées; pour les fréquences élevées, une seule bande latérale est transmise (fig. 6-23). Cette disposition asymétrique du spectre transmis entraînera l'obligation d'utiliser à la réception des circuits dont la bande passante aura la forme indiquée en poin-

tillé sur la figure 6-23, afin que les basses fréquences vidéo ne soient pas plus amplifiées que les fréquences élevées. La forme de la courbe de réponse du récepteur coté porteuse image (flanc de Nyquist) fera l'objet d'une étude plus approfondie dans la partie « Réception » de cet ouvrage.

La distorsion de phase, engendrée par la transmission à bande latérale unique pour les fréquences moyennes et élevées de modulation, sera précorrigée à l'émission.

3-3. — *TYPES DE MODULATION POUR LE SON*

Parmi les procédés de modulation qui s'offrent pour la transmission du son d'un programme de télévision, deux seulement, jusqu'à présent, ont été retenus : la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence.

Précisons encore que la porteuse son est distincte de la porteuse image.

D'autres procédés ont été expérimentés et certains sont en cours d'étude : ainsi a été proposée la modulation d'amplitude des impulsions de synchronisation de lignes au rythme du signal B.F. (*Pye*, Angleterre). Ce système entraînait, cependant, une complexité assez coûteuse des circuits de réception. Mais les procédés de modulation en impulsions pourraient fort bien revenir à l'ordre du jour pour la transmission du son des programmes TV en stéréophonie ou encore pour la réception directe (par l'intermédiaire d'un satellite artificiel) de programmes TV d'émetteurs étrangers accompagnés de commentaires bi- ou trilingues.

Dans les standards actuellement en vigueur, la porteuse son est située en dehors de la bande latérale non atténuée de modulation de la porteuse image, à une fréquence supérieure (canal inverse) ou inférieure à cette dernière.

Les arguments en faveur de la modulation de fréquence sont connus : protection contre les parasites, bruit de fond moins important qu'en modulation d'amplitude et réjection (élimination des signaux du son dans la voie image du récepteur) facilitée du fait que la modulation concernant l'image est d'un type différent de celle du son. De plus, on peut réaliser une nette simplification des circuits de réception en utilisant le procédé « inter-porteuses » qui assure également une protection contre les effets d'un glissement de fréquence de l'oscillateur local du récepteur.

Ce procédé, qui ne concerne que la partie réception d'une chaîne de transmission TV, sera étudié en détail au chapitre 28 « Réception du son »; notons simplement qu'il consiste à prélever le signal du son après amplification commune avec les signaux d'image dans un amplificateur F.I. : après détection on obtient un signal « inter-porteuses », dont la fréquence est égale à la différence des fréquences des porteuses son et image, et qui est modulé en fréquence par le signal B.F.

La modulation d'amplitude a, en sa faveur, des circuits d'amplification et de détection plus simples, d'un réglage moins critique, et une moins grande sensibilité au désaccord de l'oscillateur local. Précisons que le procédé inter-porteuses ne peut être appliqué en cas de modulation d'amplitude du son. Actuellement, seuls les standards 405 lignes anglais, 625 lignes français et belge et 819 lignes français ont adopté la modulation d'amplitude pour le son.

La puissance d'émission du signal son est généralement calculée pour assurer une couverture équivalente à celle du signal d'image. La puissance rayonnée de ce dernier, telle qu'elle est précisée dans nos tableaux récapitulatifs, correspond à la crête de synchronisation pour la modulation négative et au blanc maximal pour la modulation positive. La puissance son est celle de la porteuse non modulée.

3-4. — *LES CANAUX TV - SYSTÈME « TÊTE-BÊCHE »*

L'ensemble des bandes de fréquences occupées par la porteuse son et ses bandes latérales de modulation, et la porteuse image et ses bandes latérales atténuée et non atténuée, constitue un canal de transmission TV. Pour tous les standards, la porteuse son est séparée de la porteuse image par la bande latérale non atténuée de cette dernière (fig. 6-24). Pour la majorité des standards, la fréquence de la porteuse son est supérieure à celle de la porteuse image (dont la bande latérale supérieure a donc été conservée intacte) : seules exceptions, le 405 lignes anglais et le 819 lignes français.

Pour ce dernier, en effet, une solution a dû être recherchée pour assurer la couverture du territoire sans déborder le cadre de la bande de fréquences V.H.F. allouées (bande I et bande III), compte tenu de la largeur du canal

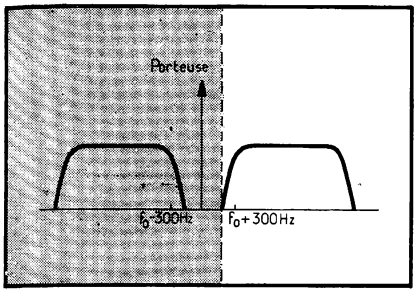


Fig. 6-22, ci-dessus. — La suppression totale d'une des bandes latérales et de la porteuse est possible en téléphonie.

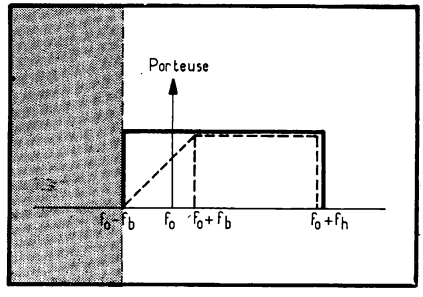


Fig. 6-23, ci-dessus, à droite. — Solution à bandes latérales asymétriques adoptée pour la transmission TV (en pointillés, courbe de réponse nécessaire à la réception).

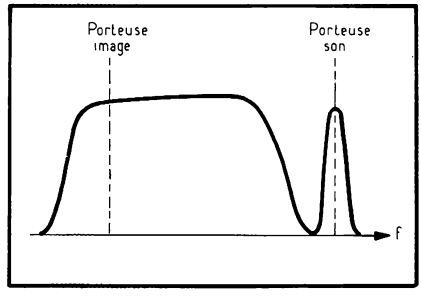


Fig. 6-24, ci-contre. — La porteuse son se trouve du côté de la bande latérale non atténuée.

exigée par ce système à haute définition (13,15 MHz). On a établi le découpage suivant :

Bande I	41 à 44,5	MHz;
	44,5 à 68	MHz.
Bande III	162 à 175,5	MHz;
	175,5 à 189	MHz;
	189 à 202,5	MHz;
	202,5 à 216	MHz.

Dans chacune de ces fractions de bande, on a logé « tête-bêche » deux canaux (fig. 6-25) : l'un, de numéro d'ordre impair et appelé canal inverse, avec la fréquence de la porteuse son supérieure à celle de la porteuse image; l'autre, de numéro d'ordre pair et appelé canal direct, avec la fréquence de la porteuse son inférieure à celle de la porteuse image. Ainsi, en jouant sur la disposition « tête-bêche » des canaux pairs et impairs, a-t-on pu attribuer la même bande de fréquences à plusieurs émetteurs.

4. — Synoptique émission-réception en télévision noir et blanc

A partir des différentes notions que nous venons de préciser, nous pouvons, dès à présent, établir un synoptique sommaire d'une chaîne de transmission de TV achrome, chaîne dont les détails seront étudiés respectivement dans les parties « Emission », « Transmission » et « Réception » de cet ouvrage.

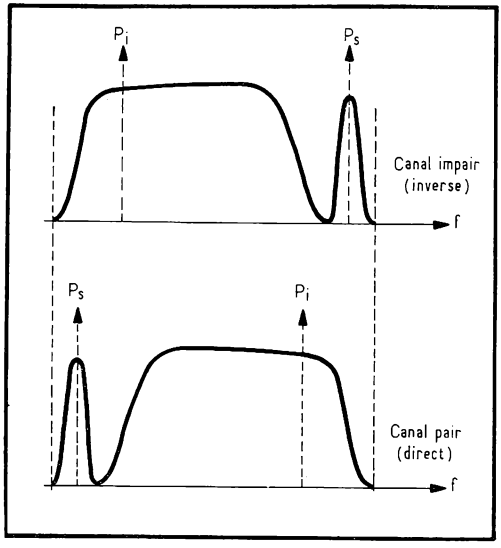


Fig. 6-25. — Dispositions de la porteuse son par rapport à la porteuse images pour les canaux inverses et directs.

Nous avons indiqué dans ce synoptique (fig. 6-26) les formes des signaux rencontrés aux différentes étapes de la chaîne de transmission, ainsi que la forme des courbes de réponse de certains de ses circuits. Notons que la partie réception est du type superhétérodyne, universellement employé à l'heure actuelle.

5. — Caractéristiques des différents standards

Dans les pages qui suivent, le lecteur trouvera différents tableaux regroupant l'ensemble des caractéristiques des différentes normes TV actuellement en vigueur. La forme et la durée des signaux de synchronisation et d'effacement y sont précisées, ainsi que la répartition des canaux à l'intérieur des bandes allouées à la télévision pour les différents groupes de pays.

Précisons tout d'abord quels sont ces standards :

405 G : standard britannique (norme A);
525 A : — américain (norme M);
625 B : — belge (norme C);
625 E : — européen C.C.I.R. (norme B ou G);
625 F : — français (norme L);
625 G : — britannique (norme I);
625 R : — européen oriental et russe O.I.R.T. (norme D);
819 F : — français (norme E).

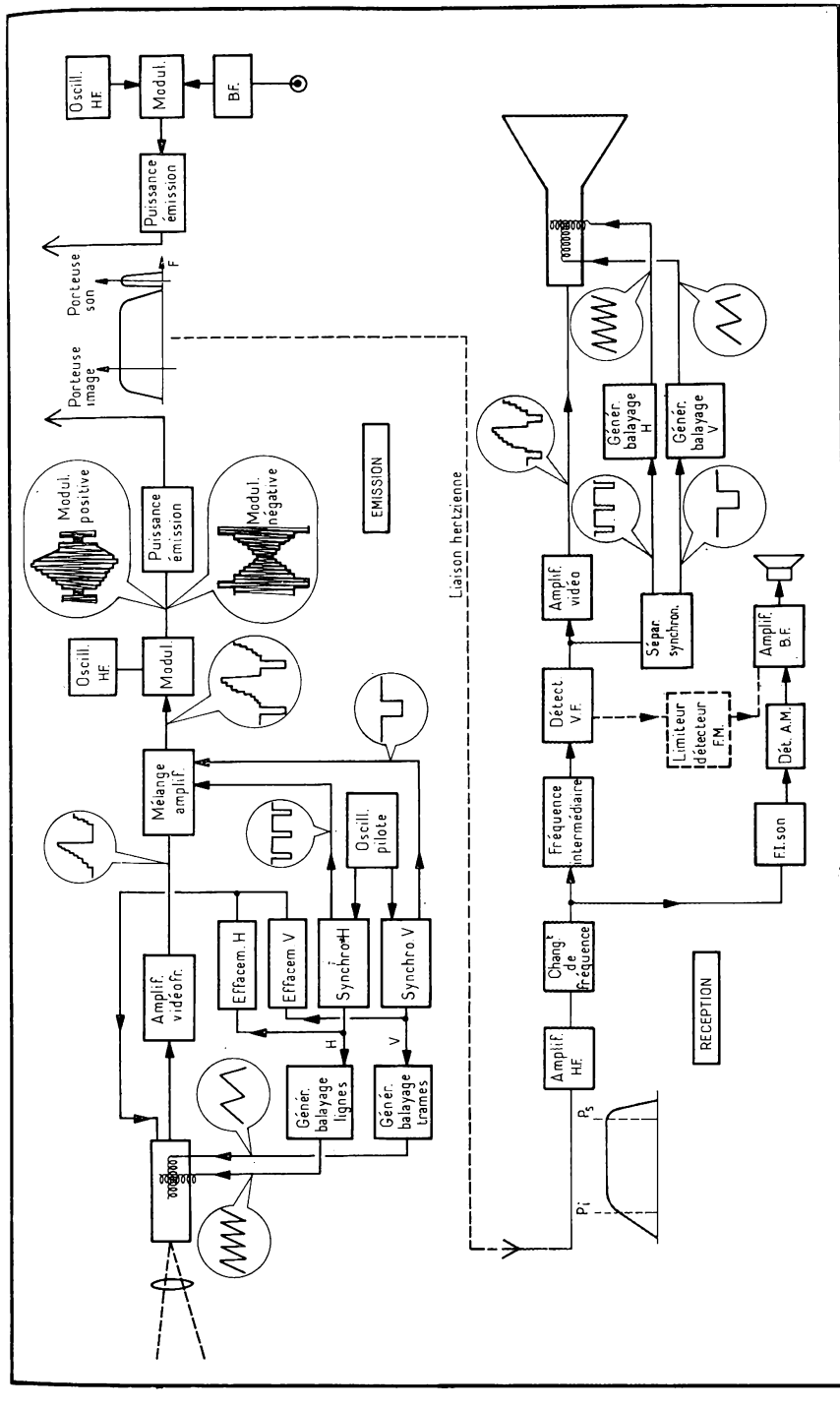


Fig. 6-26. — Synoptique d'une chaine complète de transmission d'images TV en noir et blanc et allure de quelques-uns des signaux que l'on peut relever en différents points de cette chaine.

TABLEAU I

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Caractéristiques	405 G	525 A	625 B	625 E	625 F	625 G	625 R	819 F
Largeur du canal (MHz)	5	6	7	7 ou 8 (*)	8	8	8	13,15
Bande vidéo (MHz)	3	4	5	5	6	5,5	6	10,4
Ecart porteuse son et porteuse image (MHz)	3,5	4,5	5,5	5,5	6,5	6	6,5	11,15
Bande résiduelle (MHz)	0,75	0,75	1,25	0,75	1,25	1,25	0,75	2
Modulation de l'image	+	—	+	—	+	—	—	+
Modulation du son	AM	FM	AM	FM	AM	FM	FM	AM
Rapport P_{image}/P_{son}	4/1	2/1	4/1	5/1	8/1	5/1	5/1	4/1
Nombre de lignes	405	525	625	625	625	625	625	819
Fréquence horizontale (Hz)	10 125	15 750	15 625	15 625	15 625	15 625	15 625	20 475
Nombre de trames (fréquence V)	50	60	50	50	50	50	50	50
Entrelacement	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1

(*) 8 MHz pour la norme G; 7 MHz pour la norme B.

TABLEAU II

NORMES DE MODULATION IMAGE ET SON

	Caractéristiques	405 G	525 A	625 B	625 E	625 F	625 G	625 R	819 F
Image	Modulation	+	—	+	—	+	—	—	+
	Niveau min. de la porteuse (% de la valeur crête)	1,5 ± 1,5	7,5 ± 7,5	1,5 ± 1,5		3	11,25 ± 1,25	10	3
	Niveau du noir (% de la valeur crête)	30 ± 3	75 ± 2,5		11,25 ± 1,25	25			
	Niveau de suppression	30 ± 3		25 ± 2,5	75 ± 2,5	30	75 ± 2,5	75 ± 2,5	25 ± 2,5
Son	Modulation	AM	FM	AM	FM	AM	FM	FM	AM
	Excursion de fréquence (kHz)		± 25		± 50		± 50	± 50	
	Préaccentuation (μs)		75		50		50	50	

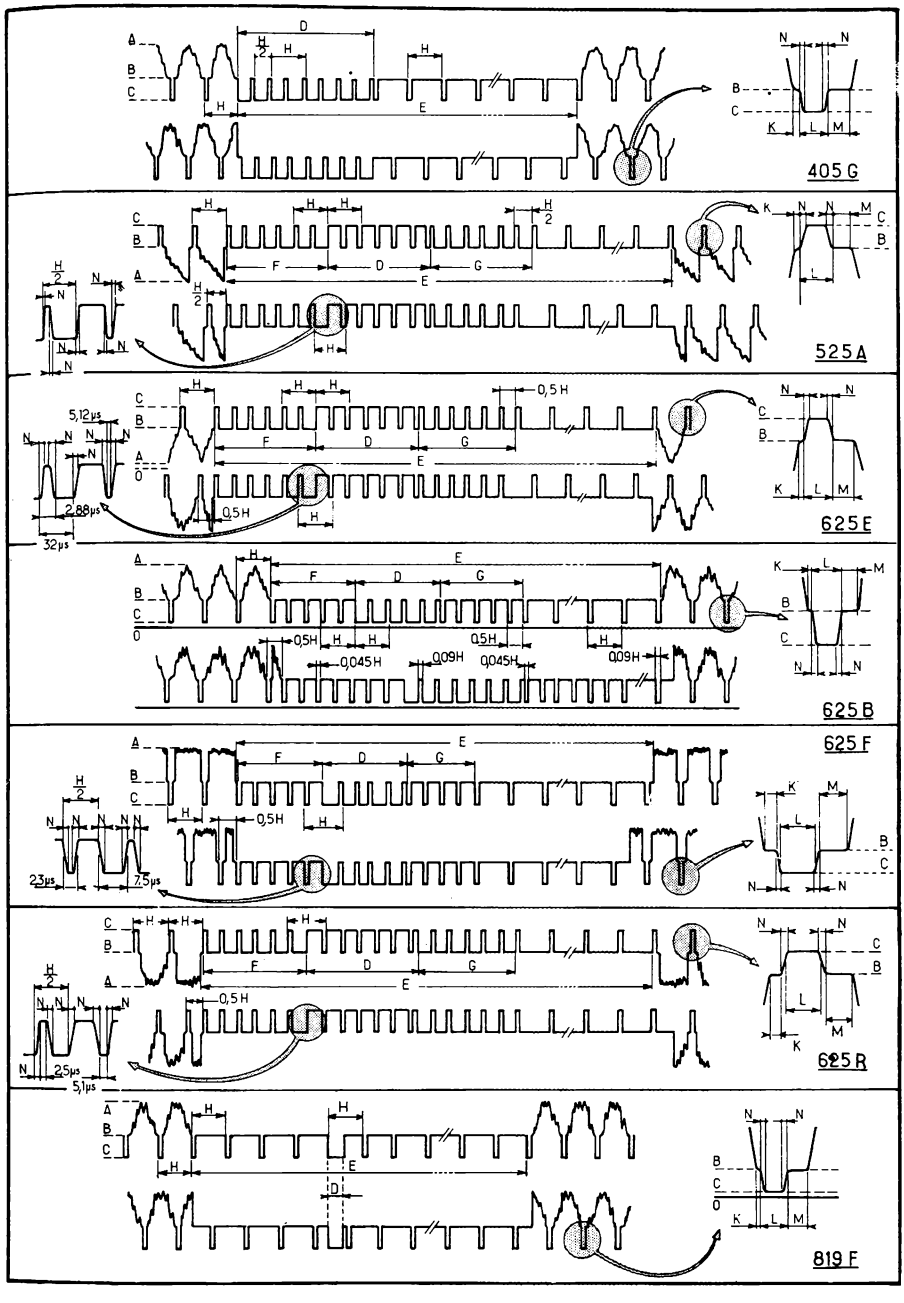
TABLEAU III

NORMES DE SYNCHRONISATION (*)

			405 G	525 A	625 E	625 B	625 F	625 R	819 F
A	Crête blanc	%	100	7,5 ± 7,5	11,25 ± 1,25	100	100	100	100
B	Niveau noir	%	30 ± 3	75 ± 2,5	75 ± 2,5	25 ± 2,5	30	75 ± 2,5	25 ± 2,5
C	Niveau synchro	%	0 à 3	100	100	0 à 3	3	⩾ 10	⩾ 3
D	Durée synchro trame	µs	394,2	190,5	160	160	160	160	20 ± 1
		H	4	3	2,5	2,5	2,5	2,5	0,4
E	Durée suppression trame	H	14 ± 1	13 à 21	20 ± 2	19 à 31	23	27 ± 4	41
F	Durée pré-égalisation	H	–	3	2,5	2,5	2,5	2,5	–
G	Durée post-égalisation	H	–	3	2	2,5	2,5	2,5	–
H	Durée ligne	µs	98,7	63,5	64	64	64	64	48,84
K	Durée palier de garde avant	µs	1,75 ± 0,5	⩾ 1,27	1,25 ± 0,25	0,8 ± 0,16	1,4 ± 0,2	0,96 ± 0,32	0,55 ± 0,05
L	Durée impulsion ligne	µs	8 à 10	4,4 à 5,7	5 ± 0,2	5,76 ± 0,64	4,8 ± 0,2	5,12 ± 0,64	2,5 ± 0,1
M	Durée palier fin d'impulsion ligne	µs	6 à 9	⩾ 4,5	6,3 à 7,2	4,16 à 5,76	5,4 à 6,4	3,8 à 6,4	5,9 à 6,6
N	Temps d'établissement des impulsions	µs	0,25	⩽ 0,25	0,3 ± 0,01	⩽ 0,256	0,2 ± 0,05	⩽ 0,256	0,12 ± 0,02

* Les valeurs (amplitudes, durées) indiquées dans le tableau ci-dessus correspondent aux figures de la page ci-contre.

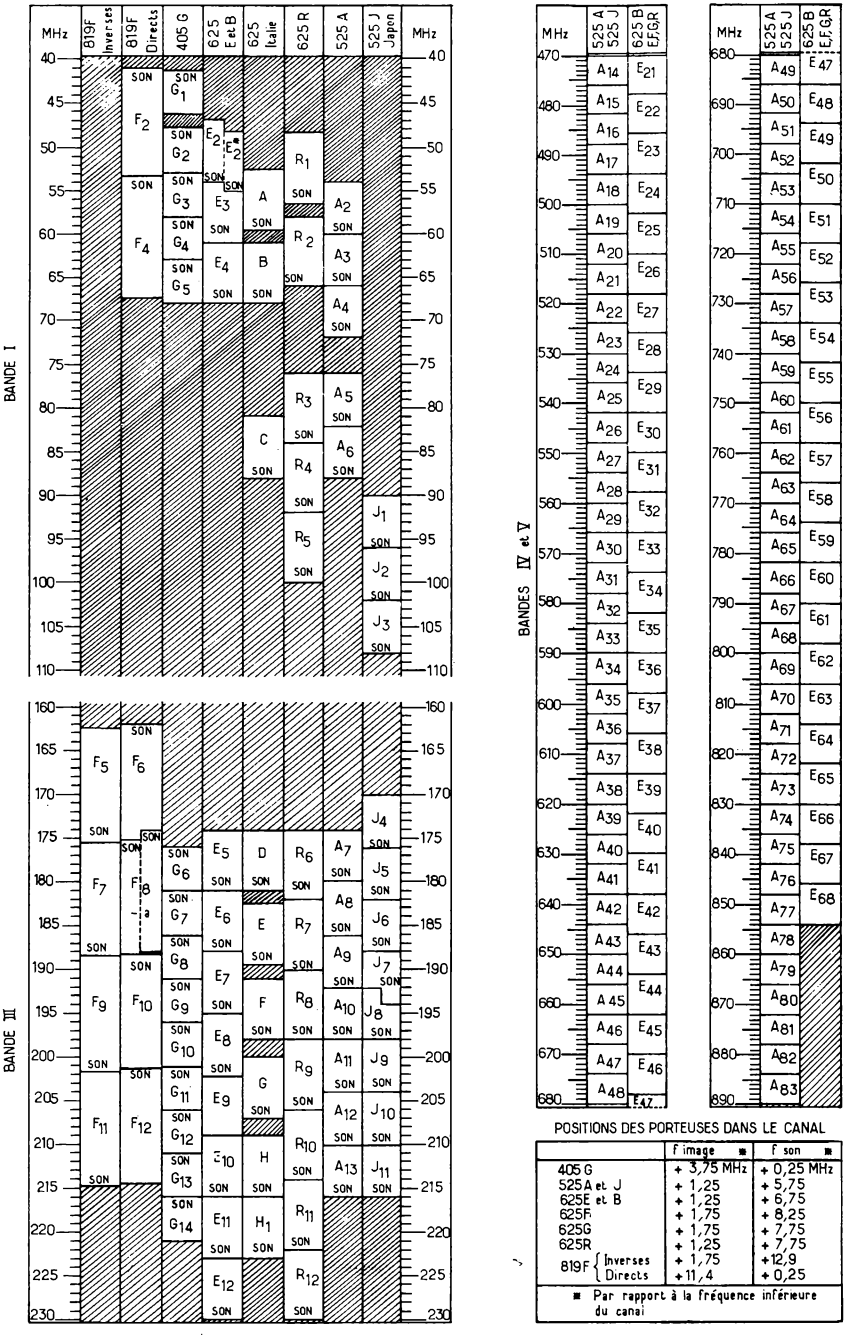
TABLEAU III (suite).



Nota. — Dans le tableau ci-dessus, pour chaque standard, la première figure correspond à la fin des trames impaires; la seconde, à la fin des trames paires.

TABLEAU IV. — (Répartition mondiale des canaux

(A : U.S.A.; G : Grande-Bretagne; F : France; E : Europe; B : Belgique; J : Japon; R : U.R.S.S. et Europe de l'Est)



POSITIONS DES PORTEUSES DANS LE CANAL

	f image *	f son *
405 G	+ 3,75 MHz	+ 0,25 MHz
525 A et J	+ 1,25	+ 5,75
625 E et B	+ 1,25	+ 6,75
625 F	+ 1,75	+ 8,25
625 G	+ 1,75	+ 7,75
625 R	+ 1,25	+ 7,75
819 F Inverses	+ 1,75	+ 12,9
819 F Directs	+ 11,4	+ 0,25

* Par rapport à la fréquence inférieure du canal

CHAPITRE 7

ÉTABLISSEMENT D'UN SYSTÈME TV COULEURS

PRINCIPES COMMUNS DES SYSTÈMES EN VIGUEUR

Les problèmes posés par la transmission d'images animées polychromes dépendent principalement de deux sortes de facteurs : d'une part, il faut tenir compte des possibilités des transducteurs lumière colorée-courant et courant-lumière colorée à notre disposition; d'autre part, on est assujetti à l'état de fait suivant : avant l'avènement de la TV couleurs s'est implanté, dans un grand nombre de pays, un réseau important de télévision achrome. Il est impensable que les millions de récepteurs de ce réseau et l'infrastructure de transmission correspondante soient rendus inutilisables pour les émissions de TV couleurs. Il est également impensable que les téléviseurs couleurs ne puissent capter toutes les émissions, y compris celles de ce premier réseau en noir et blanc.

Les possibilités des transducteurs — et aussi les tolérances de la vision humaine — ont été traitées dans les chapitres précédents. Nous ne ferons donc qu'un bref rappel de ces points et du type d'analyse et de synthèse (trichromie) qui en découle. Le principe de double compatibilité (réception de programmes couleurs, en noir et blanc, sur des téléviseurs noir et blanc et réception de programmes noir et blanc, en noir et blanc, sur des téléviseurs couleurs) entraîne immédiatement la conséquence suivante : les principes et caractéristiques des systèmes de TV achrome seront conservés en totalité dans les systèmes de TV couleurs, ces derniers ne différant évidemment des premiers que par le fait qu'en plus des informations de luminance, des informations de couleurs seront simultanément transmises.

1. — Rappel des principes de trichromie

Suivant les principes de la trichromie, on peut reconstituer, avec une fidélité satisfaisante, l'image d'une scène polychrome en superposant trois images monochromes de cette scène, chacune dans une couleur primaire

judicieusement choisie (le rouge, le bleu et le vert permettent la reproduction du maximum de couleurs). Cette synthèse additive peut être réalisée par un moyen optique en projetant sur un même écran les images monochromes données par les écrans de trois récepteurs munis de filtres adéquats ou de tubes de couleurs primaires. On peut aussi, grâce au pouvoir d'intégration de l'œil dans l'espace, donner l'impression d'une image colorée unique en formant, sur le même écran d'un tube cathodique spécial, les trois images de couleurs primaires, légèrement décalées l'une par rapport à l'autre : dans ce cas les luminophores correspondant à chaque couleur primaire se présentent sous forme de pastilles (tube à masque perforé) ou de bandes linéaires très fines (tube chromatron) disposées côte à côte. On pourrait encore tirer parti du pouvoir d'intégration de la vision dans le temps, en formant successivement les trois images, rouge, bleue et verte : ce procédé qui, nous le verrons, n'est pas compatible, est employé dans certains systèmes de télévision en circuit fermé. Enfin, on peut mettre à profit le pouvoir d'intégration de la vision, à la fois dans l'espace et dans le temps, en utilisant des tubes permettant une reproduction séquentielle, à fréquence de récurrence très élevée (*cf.* chap. 5).

Les trois signaux primaires, R, V et B, indispensables quel que soit le mode de reproduction choisi, sont fournis par trois tubes analyseurs munis de trois filtres de couleurs primaires ou de miroirs dichroïques (*).

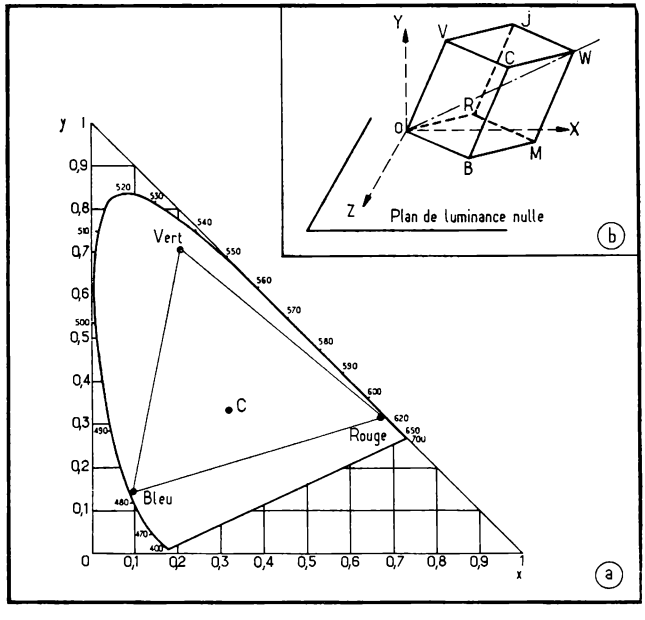


Fig. 7-1. — Positions des primaires adoptées en TV couleurs dans le diagramme de la C.I.E. (a) et espace des couleurs reproductibles avec ces primaires (b).

Le choix des primaires adoptées en télévision couleurs est dicté par les caractéristiques de radiation des substances luminescentes utilisées pour les écrans des récepteurs et par la sensibilité de l'œil aux différentes couleurs. Les poudres luminescentes ne donnent pas des couleurs parfaitement pures. Bien que les teintes des luminophores utilisés actuellement soient légèrement

(*) Miroirs semi-transparents laissant passer sans atténuation une partie du spectre visible et réfléchissant l'autre partie.

différentes de celles des substances connues au début de la télévision en couleurs, on a conservé les mêmes primaires théoriques, dont les caractéristiques sont les suivantes :

	Coordonnées dans le diagramme C.I.E.		Longueur d'onde dominante (nm)
	x	y	
Rouge	0,67	0,33	610
Vert	0,21	0,71	535
Bleu	0,14	0,08	470

Dans le diagramme de la *C.I.E.*, ces trois primaires déterminent un triangle à l'intérieur duquel se trouvent toutes les couleurs reproductibles en télévision (fig. 7-1*a*). L'espace des couleurs reproduit grâce à ces primaires a l'aspect du parallélépipède rectangle de la figure 7-1*b*. Le domaine de reproduction réalisable en TVC est un peu plus étendu qu'en imprimerie courante (quadrichromie) et en photographie. Le nombre de couleurs différenciables, avec ce choix de primaires, est de l'ordre d'une dizaine de mille.

Le blanc défini pour la TVC, aux U.S.A. et en Europe, est le blanc C (légèrement bleuté), dont la température de couleur est de 6500 °K. Ses coordonnées *C.I.E.* sont : $x = 0{,}310$; $y = 0{,}316$. L'U.R.S.S. et les pays de l'Est ont choisi le blanc B (4800 °K).

2. — Impératifs pour un système de télévision polychrome

Il faut évidemment qu'un tel système réponde en tous points aux impératifs imposés aux systèmes noir et blanc. En particulier, le signal d'information de luminosité globale de l'image (luminance Y) doit être transmis de la même façon qu'en TV noir et blanc. Un certain nombre d'autres impératifs doivent être respectés, particuliers à la transmission de la couleur :

Compatibilité directe. — Réception (en noir et blanc), sans dégradation ni gêne sensible dues à la présence d'informations de couleurs, de programmes en couleurs sur un téléviseur noir et blanc. Parallèlement, le réseau des émetteurs noir et blanc existant doit pouvoir transmettre les émissions en couleurs : le spectre alloué à la transmission de ces dernières doit donc rester le même que celui utilisé pour les émissions en noir et blanc.

Cette condition de compatibilité impose, de plus, que le signal de luminance global de l'image transmis dans le système de TV couleurs respecte les facteurs de luminosité des trois couleurs primaires, déterminés par la courbe de réponse de l'œil. En effet, devant l'image achrome d'un téléviseur noir et blanc, l'œil ne peut effectuer la pondération de luminance en fonction de la longueur d'onde de radiations, opération qu'il réalise devant l'écran d'un téléviseur en couleurs. Cette pondération est donc effectuée à l'émission lors du mélange électrique des signaux primaires R, V, B, mélange fournissant le signal de luminance global, Y, compatible. Les proportions de R, V et B, dans le signal Y, se déduisent aisément à partir de la courbe de sensibilité de l'œil moyen et en tenant compte des longueurs d'onde des primaires de TV couleurs (fig. 7-2).

On obtient ainsi la très importante relation :

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B.$$

Remarquons que lorsque R = V = B, c'est-à-dire pour le blanc (R = V = B = 1) et pour la gamme des gris, on a toujours Y = R = V = B.

Compatibilité inverse. — Les récepteurs de TV en couleurs devront pouvoir reproduire en noir et blanc, sans aucun réglage, les images émises suivant un système existant de télévision en noir et blanc, en respectant le gamma (gamme des gris) et les détails fins (définition) transmis dans ce dernier.

La teinte et la pureté des couleurs seront transmises fidèlement aussi bien pour les larges plages de l'image que pour les transitoires colorés dans le sens vertical ou horizontal.

Faible sensibilité aux bruits et aux brouilleurs.

Faible sensibilité à la diaphotie chromatique (interaction des informations de couleur entre elles, et des informations de couleur et de luminance).

Faible sensibilité aux distorsions de gain différentiel, de phase différentielle, temps de propagation de groupe, atténuation ou coupure de l'extrémité supérieure du spectre.

3. — Procédés non codés

Les procédés non codés, c'est-à-dire ceux dans lesquels les signaux fournis par les trois tubes analyseurs, rouge, bleu et vert, sont transmis sans modification, simultanément, sur trois voies séparées, ou, séquentiellement, sur une seule voie, ne sont pas compatibles. Le signal de luminance Y n'y est pas transmis de façon distincte et la réception sur un téléviseur noir et blanc est donc impossible (du moins serait-elle fortement tronquée, puisque sur une voie donnée, ou à un instant donné, seule l'information concernant une primaire est présente). Aussi ne les citerons-nous que pour mémoire, afin que le lecteur prenne conscience du cheminement de la technique de TV couleurs depuis les premières expériences de BAIRD (1928) jusqu'à nos systèmes modernes, compatibles.

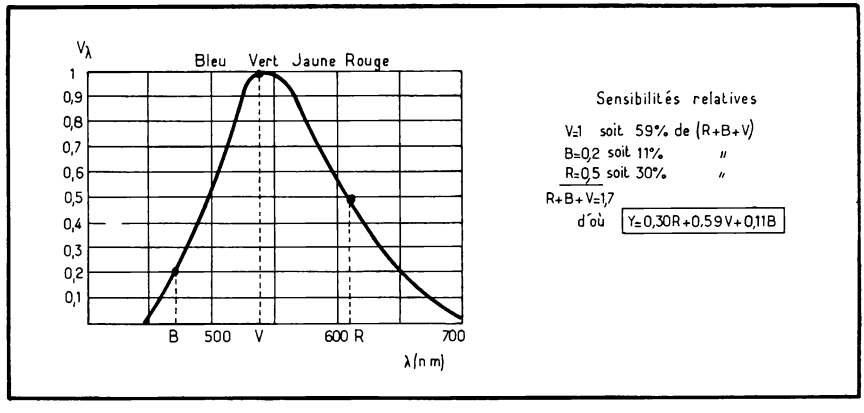


Fig. 7-2. — Détermination de la relation liant la luminance Y aux signaux de couleurs primaires R, V, B en fonction de la courbe de sensibilité de l'œil humain moyen.

La première solution qui ait connu un début d'application à grande échelle (et qui est, d'ailleurs, encore utilisée dans certains systèmes de TV en circuit fermé) fut celle présentée par la *Colombia Broadcasting System*, en 1940. Elle fut améliorée par la suite, et, en 1946, une nouvelle version devait être présentée. Cette solution fut retenue par la *F.C.C.* (*Federal Communications Commission*) des U.S.A. comme système national de télévision en couleurs pour peu de temps d'ailleurs, puisqu'elle fut bientôt remplacée par le *N.T.S.C.*

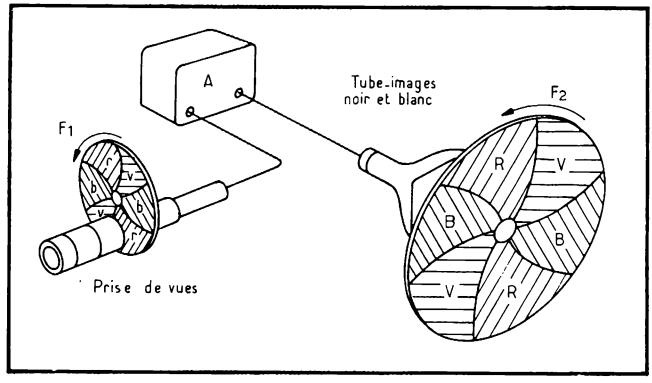


Fig. 7-3. — Principe de l'analyse et de la reconstitution d'images TV en couleurs suivant le système séquentiel C.B.S.

Dans la version améliorée du système *C.B.S.*, on plaçait devant la caméra un disque tournant composé de six segments munis de filtres colorés, rouge, bleu, vert, rouge, bleu, vert (fig. 7-3). La vitesse de rotation du disque était telle que, l'analyse de la cible se faisant toujours suivant les principes de la télévision noir et blanc (525 l., mais 144 trames par seconde), la durée de passage d'un segment coloré devant l'objectif était égale à celle d'une trame, soit 1/144 de seconde. La séquence de transmission, pour un tour de disque, était la suivante :

1re trame impaire : rouge;
1re trame paire : verte;
2e trame impaire : bleue;
2e trame paire : rouge;
3e trame impaire : verte;
3e trame paire : bleue.

Un disque de constitution identique à celle du disque d'analyse tournait en synchronisme avec ce dernier, devant l'écran achrome du récepteur. La synchronisation émission-réception était assurée par l'émission de tops à chaque fin de trame.

Outre l'inconvénient du mécanisme, encombrant et bruyant, d'entraînement du disque, ce système n'était pas compatible : 144 trames par seconde (au lieu de 60), soit 24 images complètes par seconde, et une bande passante de 16 MHz. De plus, l'information de luminance Y n'était pas transmise.

En 1945, la *R.C.A.* (*Radio Corporation of America*) proposa un procédé de transmission simultanée des trois couleurs primaires : les signaux fournis par trois tubes de prise de vues à exploration synchrone, équipés de miroirs dichroïques, modulaient trois porteuses distinctes à bande latérale réduite (fig. 7-4). Les récepteurs étaient donc triples : trois amplificateurs H.F. et vidéo, trois tubes-images. Ce procédé offrait toutefois l'avantage d'une semi-compatibilité, puisque, l'analyse se faisant au même rythme qu'en noir et blanc (525 l., 60 trames), on pouvait utiliser le signal V, transmis sur un

canal équivalent à ceux utilisés en TV noir et blanc, pour moduler un tube-images achrome. Une partie des informations de luminance globale était perdue, mais, en raison de la plus grande sensibilité de l'œil dans la gamme des verts, l'image obtenue en noir et blanc à partir du seul signal V était de qualité acceptable.

L'inconvénient majeur de ce procédé réside dans un encombrement hertzien prohibitif, ses trois canaux distincts occupant une bande totale de 18 MHz.

C'est la découverte ultérieure de certaines propriétés de l'œil, encore inconnues en 1946 (aberration chromatique, entre autres), qui permit aux chercheurs de mettre au point différents systèmes de transmission d'images occupant un spectre de fréquences identique à celui occupé dans les systèmes de TV achrome.

Ces propriétés de l'œil, qui ne peut discerner les différences de couleur des détails fins d'une image, ni distinguer deux nuances très voisines de couleurs (ellipses de MAC-ADAM), ont été étudiées en détail dans le chapitre 1, § 2-2 et 2-4, et dans le chapitre 2, § 2-3-5.

4. — Les procédés codés - Principes communs

Les procédés codés, dont trois ont été retenus et sont actuellement exploités (*N.T.S.C., SECAM, PAL*), reposent tous sur des bases communes, dont les principes avaient été énoncés, dès 1938 (brevet n° 841.335), par l'ingénieur français G. VALENSI : ce dernier démontrait la possibilité de transmettre, dans un système compatible de TV couleurs, une information de luminance Y et deux informations seulement concernant la couleur, informations dites de chrominance. Ces dernières seraient transmises avec une bande de fréquences réduite par rapport à celle utilisée pour Y et s'annuleraient lors d'une émission en noir et blanc.

C'est par l'étude des principes communs à tous les procédés codés que nous débuterons leur analyse. Notons que l'on a pu dire, par boutade, que les systèmes de TV couleurs actuellement utilisés se ressemblaient à 90 %, et différaient de 10 %, mais ces 10 % sont quand même bien importants...

4-1. — *LE SYSTÈME DES HAUTES FRÉQUENCES MÉLANGÉES DU SPECTRE VIDÉO*

Des expériences effectuées par BEDFORD permirent, en 1947-1948, de préciser l'acuité visuelle pour des détails colorés, par rapport à l'acuité en vision achrome. On sait maintenant que les différences observées entre ces deux sortes d'acuité sont dues en grande partie au fait suivant : en présence d'une lumière colorée couvrant un certain spectre de fréquences le cristallin ne peut accommoder que pour une partie restreinte de ce spectre; pour les radiations en dehors de cette partie privilégiée, l'acuité visuelle baisse donc très sensiblement. C'est le phénomène d'aberration chromatique.

En procédant à de nombreux essais avec des mires présentant des transitions colorées diverses et avec des mires achromes, BEDFORD constata ainsi que l'acuité en vision colorée était, dans le cas le plus favorable (transition rouge-vert), diminuée de 60 % par rapport à l'acuité en vision achrome. Dans le cas le plus défavorable (transition vert-bleu), elle est diminuée de 81 %. Autrement dit, il suffit de transmettre les informations de couleurs avec une bande passante réduite à 40 % de celle de l'information de luminance Y.

On peut alors concevoir un procédé dit « de hautes fréquences mélangées », dont nous allons exposer le principe (fig. 7-5). Les trois informations, R, V et B, issues des tubes d'analyse, sont transmises, pour commencer, à travers trois filtres passe-bas dont les fréquences de coupure sont égales à 0,4 f_c, f_c étant la fréquence limite du spectre vidéo que l'on désire transmettre. D'autre part, R, V et B sont mélangées avec une pondération fonction de la courbe de sensibilité de l'œil : $Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$. Le signal ainsi obtenu traverse un filtre passe-haut ne laissant subsister que les fréquences comprises entre 0,4 f_c et f_c.

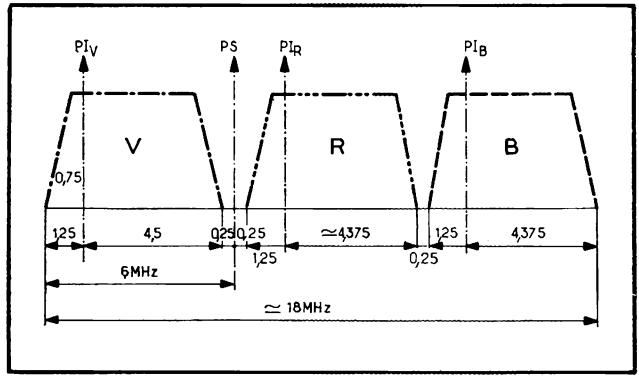


Fig. 7-4. — Procédé R.C.A. de transmission simultanée des informations de couleurs primaires sur trois porteuses distinctes.

Le signal sortant du filtre passe-haut comporte toutes les fréquences élevées du spectre vidéo correspondant à une image noir et blanc : il transporte les informations concernant les *détails fins achromes* de l'image.

Les signaux sortant des filtres passe-bas transportent les *informations grossières, limitées en fréquence,* concernant chacune des couleurs primaires.

L'expérimentation de ce procédé de transmission sur de nombreux observateurs a prouvé que, dans la quasi-totalité des cas, les images en couleurs ainsi obtenues sont jugées aussi satisfaisantes que dans le cas de la transmission à pleine bande de chaque primaire. On a même pu déterminer qu'en adoptant une fréquence maximale de 0,25 f_c pour les informations de couleurs, les résultats étaient encore d'excellente qualité.

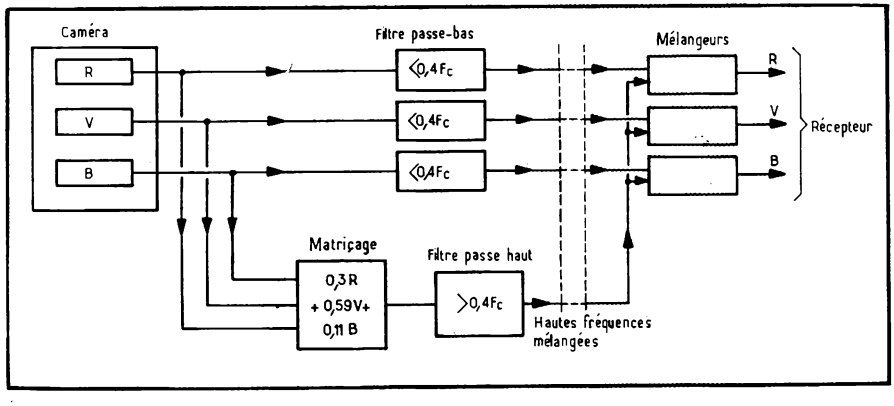


Fig. 7-5. — Synoptique d'une transmission de TV couleurs suivant le procédé de « hautes fréquences mélangées ».

Ainsi en est-on arrivé à la conclusion suivante : pour transmettre une image en couleurs, il suffit de fournir les informations de luminance pondérée avec la même bande qu'en noir et blanc, et les informations de couleurs avec un spectre réduit (pour chaque primaire) au quart de cette bande. La pondération du signal de luminance global assure la compatibilité du système (réception des programmes couleurs sur un récepteur noir et blanc).

En 1949, *R.C.A.*, mettant en application les principes ci-dessus définis, proposa un système (fig. 7-6) permettant de ramener la bande passante totale d'une transmission d'images en couleurs à 12 MHz. La voie V comportait les fréquences basses du vert et les hautes fréquences mélangées du rouge, du vert et du bleu; les voies R et B, à bandes réduites de moitié par rapport à la précédente, ne comportaient que les fréquences basses, respectivement du rouge et du bleu. Pour la réception compatible sur les téléviseurs noir et blanc, c'est le canal V qui était utilisé.

La même année, *R.C.A.* proposa un autre système assez complexe, dit « à points intercalés » : ce système fut le premier capable d'assurer la transmission d'images en couleurs dans un spectre de fréquences égal à celui utilisé en noir et blanc. Dans ce système, les fréquences élevées de R, V et B étaient transmises après avoir été mélangées. Les fréquences basses étaient « échantillonnées » grâce à un commutateur électronique de fréquence de récurrence 3,6 MHz, puis envoyées, de même que les fréquences élevées mélangées, au modulateur. A chaque instant, on disposait donc, à la réception, de la partie haute des spectres de R, V et B et de la partie basse de l'un des spectres de R, V ou B.

Les travaux de HAZELTINE, dans le même temps, s'appuyant sur le principe des hautes fréquences mélangées et faisant une critique constructive des systèmes élaborés par *R.C.A.*, allaient ouvrir la voie au *N.T.S.C.* C'est dire l'importance de ce principe, dont nous allons voir, ci-après, d'autres conséquences essentielles.

4-2. — *PRINCIPE DE LA LUMINANCE CONSTANTE*

On dit d'un système de transmission de TV couleurs qu'il respecte le principe de luminance constante lorsque les informations de luminance globale et les informations de couleurs sont transmises de telle sorte que les perturbations affectant ces dernières restent sans effet sur la reproduction de la luminance. Ce principe est respecté dans le système des hautes fréquences mélangées, puisque, en raison de la pondération des signaux primaires additionnés, c'est-à-dire de la relation

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B,$$

les détails fins achromes transmis conservent la même luminance relative, qu'ils soient reçus sur un téléviseur noir et blanc ou sur un téléviseur couleurs.

De plus, les bruits ou interférences sont moins gênants pour l'observateur lorsqu'ils affectent le ou les canaux utilisés pour la transmission des informations de couleurs que lorsqu'ils affectent le canal de luminance, cela en raison de l'acuité de l'œil moins grande pour les variations de couleurs que pour les variations de luminance. L'expérience montre qu'à gêne égale le niveau de bruit peut être supérieur de 8 dB dans le canal de couleurs par rapport au canal de luminance.

Nous pouvons conclure en précisant les deux règles suivantes, qui devront être respectées par tout système de télévision en couleurs compatible, donc transmettant les informations de luminance globale et les informations de couleurs sur des canaux distincts :

1. — Le canal le plus large et le mieux protégé sera affecté à la transmission de la luminance;

2. — Les canaux les plus étroits et les moins bien protégés seront affectés à la transmission des informations de couleurs : ces dernières ne doivent avoir aucune influence sur la reproduction de la luminance sur le récepteur.

4-3. — *NÉCESSITÉ DE LA CORRECTION DE « GAMMA » ET SES CONSÉQUENCES*

De même qu'en télévision noir et blanc, il faut tenir compte du fait que les tubes cathoscopes de reproduction n'ont pas une caractéristique de réponse tension/lumière linéaire (chap. 6, § 1-3). La lumière délivrée par les luminophores est proportionnelle (jusqu'à saturation) au courant de faisceau et non à la tension de wehnelt. Or, la courbe i_k/V_g, i_k étant le courant cathodique ou de faisceau et V_g la tension wehnelt-cathode, présente, comme pour tous les tubes électroniques, un coude pour les valeurs inférieures de V_g. Il est impossible d'éliminer ce coude, en faisant travailler le tube uniquement dans la partie linéaire de sa caractéristique, car l'application d'une polarisation continue entraînerait l'apparition d'une lumière parasite constante qui, en noir et blanc, supprimerait les noirs, et, en couleurs, « désaturerait » les teintes.

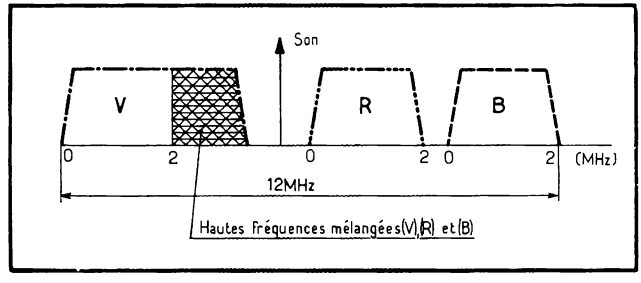


Fig. 7-6. — Répartition des bandes de modulation dans le procédé de transmission à « hautes fréquences mélangées » de la R.C.A.

Il faut donc appliquer une correction dite de « gamma » aux signaux fournis par les tubes d'analyse avant de les appliquer au tube reproducteur. La relation courant de faisceau/tension de wehnelt étant de la forme :

$$i_k = a\ (V_g)^{\gamma},$$

avec γ approximativement égal à 2,2, il faudra corriger le signal fourni par chaque tube analyseur, soit, pour le rouge par exemple,

$$R' = R^{1/\gamma};$$

Les signaux R', V' et B' ainsi transmis assureront la fidélité de reproduction des couleurs sur le tube de réception puisqu'on aura alors

$$(R^{1/\gamma})^{\gamma} = R.$$

Mais le signal de luminance

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B,$$

après correction de gamma sur les primaires, sera de la forme :

$$Y' = 0{,}30\,R^{1/\gamma} + 0{,}59\,V^{1/\gamma} + 0{,}11\,B^{1/\gamma},$$

alors que, pour respecter le principe de luminance constante, on devrait transmettre un signal de la forme :

$$Y'' = Y^{1/\gamma} = (0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B)^{1/\gamma}.$$

La solution qui consisterait à transmettre Y, R, V et B sans correction de gamma et à effectuer ces corrections à la réception, avant l'attaque du tube, ne peut être retenue (malgré sa perfection théorique), car elle rendrait nécessaire l'utilisation dans chaque récepteur de circuits de correction d'un réglage très délicat (une erreur de moins de 20 % sur une correction de gamma entraînerait des virages colorimétriques absolument inadmissibles).

On préfère donc effectuer ces corrections, à l'émission, sur les signaux primaires R, V et B, *avant codage*. Cette solution de compromis a certaines incidences (dégradation en luminance des détails des couleurs saturées, transposition du bruit de la voie de chrominance sur la voie de luminance, modification de la reproduction de la luminance sur les récepteurs noir et blanc) plus ou moins atténuées suivant les systèmes de codage retenus, ainsi que nous le verrons.

4-4. — *CHOIX DES INFORMATIONS A TRANSMETTRE SIGNAUX DE DIFFÉRENCE DE COULEUR*

Pour respecter le principe de compatibilité directe et de luminance constante, nous devons transmettre le signal de luminance pondérée (abstraction faite de la correction de gamma) :

$$Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B.$$

Dans cette relation à quatre variables, il est bien évident que la connaissance de trois quelconques d'entre elles permet la reconstitution de la quatrième.

Y étant toujours transmis, il suffira donc de transmettre deux informations de couleurs — ou informations de chrominance — pour avoir toutes les données assurant la restitution de l'image colorée à la réception.

Pour remplir la condition de compatibilité inverse (réception d'un programme NB sur un récepteur couleurs) il faut que les signaux du canal de chrominance s'annulent pour les gris ou le blanc. Ce ne serait pas le cas si l'on transmettait R et B, par exemple, sur la voie de chrominance, puisque pour un blanc ou un gris on a $R = V = B \neq 0$.

On peut alors choisir des combinaisons telles que (R — Y), (B — Y), aisées à obtenir par de simples « matrices » électriques. Le terme (V — Y) sera facilement déduit de l'information de luminance et des informations de chrominance, car nous avons, d'après $Y = 0{,}30\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$,

$$(V - Y) = \frac{-0{,}30\,(R - Y) - 0{,}11\,(B - Y)}{0{,}59} = -0{,}51\,(R - Y) - 0{,}19\,(B - Y).$$

Les signaux de chrominance (R — Y), (B — Y) et (V — Y) sont appelés signaux de « différence de couleur » puisqu'ils traduisent les différences colorimétriques entre la « couleur » de référence à spectre équi-énergie, soit le blanc C, et la couleur transmise. Remarquons que, dans le cas où l'image analysée présente une zone blanche, grise ou noire, ces signaux s'annulent puisqu'on a alors :

$$\begin{gathered} Y = R = V = B \\ (R - Y) = 0 \\ (B - Y) = 0 \end{gathered}$$

ce qui répond bien aux conditions définies plus haut.

Notons que l'on a choisi de transmettre (R — Y) et (B — Y), parce que (V — Y) est plus « pauvre » en informations colorimétriques que ces deux signaux, en raison de son coefficient de pondération. En effet, pour un vert

primaire (cas où $V = 1$, donc le plus favorable pour l'information colorimétrique de vert), on aura $B = R = 0$. Donc :

$$Y = 0{,}59;\ (V - Y) = 0{,}41;\ (B - Y) = -0{,}59;\ (R - Y) = -0{,}59.$$

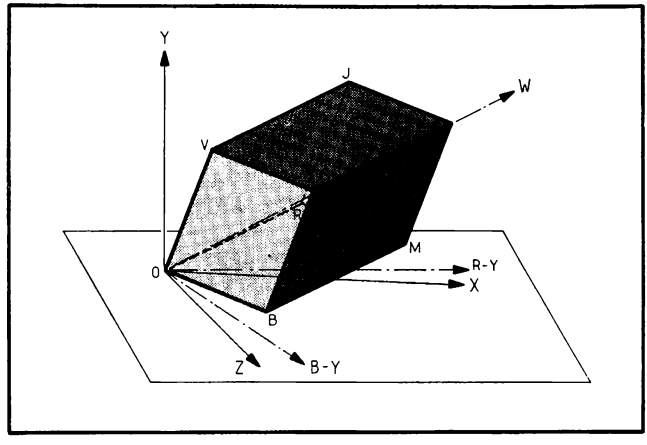


Fig 7-7. — Position des axes de références OW, (R—Y) et (B—Y) dans l'espace des couleurs C.I.E.

D'où l'on déduit que $(V - Y)$ est bien le signal de plus faible valeur.

Représentons dans l'espace des couleurs *C.I.E.* (fig. 7-7), d'axes OX, OY, OZ, les nouveaux axes de référence que nous venons de choisir. Déterminons, tout d'abord, les vecteurs primaires $\overline{OR}$, $\overline{OV}$ et $\overline{OB}$ de télévision en couleurs. Leurs coordonnées, x, y et z, sont connues et nous donnent leurs directions. Leurs longueurs se déduisent des facteurs de visibilité relative des primaires : l'extrémité du vecteur $\overline{OR}$ est à son intersection avec le plan de luminance $Y = 0{,}30$, parallèle au plan de luminance nulle; de même pour $\overline{OB}$ (intersection avec le plan de luminance 0,11) et $\overline{OV}$ (intersection avec le plan de luminance 0,59). De plus, la somme vectorielle de $\overline{OR}$ et $\overline{OB}$ donne $\overline{OM}$, vecteur du magenta, celle de $\overline{OR}$ et $\overline{OV}$ donne $\overline{OJ}$, vecteur du jaune, celle de $\overline{OV}$ et $\overline{OB}$ donne $\overline{OC}$, vecteur du cyan. Enfin, la somme vectorielle de $\overline{OR}$, $\overline{OB}$ et $\overline{OV}$ donne $\overline{OW}$, vecteur du blanc, dont l'extrémité a la luminance unité $(0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11 = 1)$.

La projection d'un point de ce vecteur $\overline{OW}$ (gris ou blanc) sur le plan de luminance nulle, suivant la direction du nouvel axe de luminance dont nous cherchons la position, doit être le point O. Le nouvel axe de luminance, ou axe de modulation de la luminance (Y), est donc OW.

Il reste à déterminer les axes portant les vecteurs $\overline{(R - Y)}$ et $\overline{(B - Y)}$, dont la composition avec $\overline{OW}$ aura pour résultante le vecteur de la couleur à reproduire. Supposons un point quelconque de l'axe portant $\overline{(R - Y)}$: ce point aura pour coordonnées : $Y = \overline{OW} = 0$; $D_B = \overline{O\,(B - Y)} = 0$. Il se trouve donc à la fois dans le plan de luminance nulle $(Y = 0)$ et dans le plan ne contenant pas de bleu $(B - Y = 0$, et puisque $Y = 0$, $B = 0)$, c'est-à-dire dans le plan ROV. L'axe portant $(R - Y)$ est donc à l'intersection du plan de luminance nulle et du plan ROV. De même, l'axe portant $(B - Y)$ est à l'intersection du plan de luminance nulle et du plan VOB (ne contenant pas de rouge).

Nous avons donc défini les axes portant les vecteurs de transmission utilisés en télévision en couleurs : axe OW pour la luminance, axes O (R — Y) et O (B — Y) pour les signaux de différence de couleurs.

Si nous projetons, sur le plan de luminance nulle et suivant la direction OW, les sommets du parallélépipède OBCVRMWJ (fig. 7-8), nous obtenons un hexagone contenant toutes les couleurs reproductibles en télévision, chacune pouvant être définie par ses coordonnées par rapport aux axes O (R — Y) et O (B — Y).

4-5. — *TRANSMISSION DES INFORMATIONS CHROMATIQUES CHOIX DE LA SOUS-PORTEUSE CHOIX DU TYPE DE MODULATION*

C'est à partir de ce stade que nous allons trouver des différences importantes entre les systèmes de télévision en couleurs.

Du fait que l'on s'est imposé de transmettre l'information de luminance Y avec une bande passante identique à celle utilisée en TV noir et blanc et que l'on doit conserver la même largeur de canal que dans les systèmes achromes, il est exclu de penser à transmettre les informations de différence de couleurs (B — Y) et (R — Y), que nous appellerons désormais D_B et D_R, sur des porteuses situées en dehors du spectre de Y.

La solution adoptée est la suivante; on module par D_B et D_R un signal dont la fréquence est située dans le spectre de luminance. Ce signal est dénommé « sous-porteuse de chrominance ». Le choix de sa fréquence est déterminé par des considérations diverses.

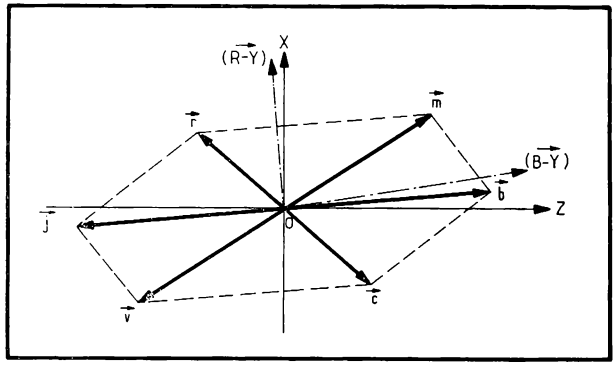


Fig. 7-8. — Projection sur le plan de luminance nulle du parallélépipède des couleurs et des nouveaux axes de référence déterminés dans la figure 7-7.

Des travaux menés par MERTZ et GRAY ont démontré que le spectre de fréquences des systèmes à analyse séquentielle de lignes n'est pas continu (fig. 7-9). Les raies d'énergie principale du spectre de Y (en noir et blanc comme en couleurs) sont situées sur les fréquences multiples entiers de la fréquence de lignes (ce qui s'explique par le fait que le signal vidéo varie peu, ou en tout cas lentement, sur une même verticale de l'écran, d'une ligne à l'autre). On peut donc utiliser les intervalles disponibles, en choisissant une fréquence, f_{sp}, de sous-porteuse, égale à un multiple entier impair de la demi-fréquence de lignes $f_H/2$. Ainsi, les raies d'énergie des bandes latérales du signal de chrominance s'imbriqueront entre celles du spectre de luminance. On définit donc :

$$f_{sp} = (2k + 1) f_H/2.$$

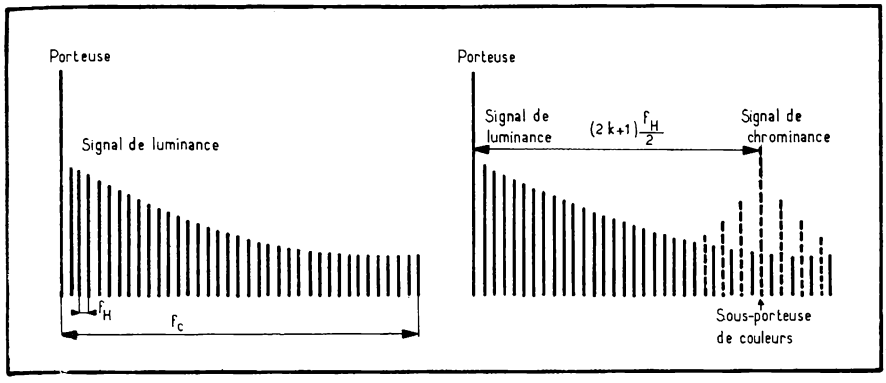


Fig. 7-9, ci-dessus. — La répartition discontinue de l'énergie dans le spectre de luminance permet d'y imbriquer les raies d'énergie correspondant au signal de chrominance.

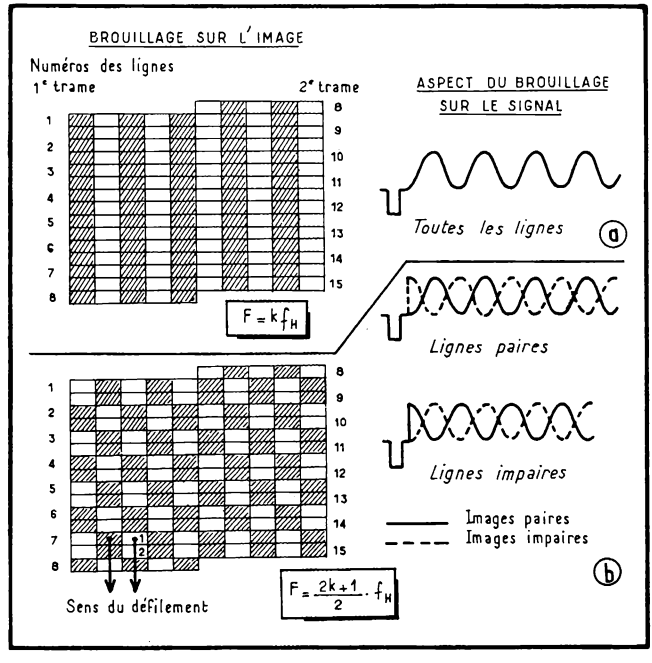


Fig. 7-10, ci-contre. — La gêne apportée par visibilité de la sous-porteuse couleurs est moins grande dans le cas d'une structure en damier mouvante (**b**) que dans celui d'une structure en bandes fixes (**a**), d'où le choix d'une certaine fréquence pour la sous-porteuse.

Ce choix présente un autre avantage : la gêne apportée sur l'image par un signal permanent de fréquence égale à $k f_H$ est importante : il y a apparition de barres verticales fixes, successivement sombres et lumineuses (fig. 7-10). Si le signal parasite a une fréquence égale à un multiple entier impair de la demi-fréquence lignes, la gêne est très atténuée. En effet, l'image de télévision comporte un nombre impair de lignes (entrelacement), ce qui signifie que pour un même point d'une ligne donnée, la phase du signal parasite est inversée d'une image à l'autre, puisque, dans cet intervalle, il y aura $(2k+1)/2$ périodes du brouilleur multiplié par $(2k'+1)$ lignes, soit un nombre impair de périodes du brouilleur. De plus, dans chaque trame, la phase du signal parasite s'inverse, sur une même verticale de l'écran, d'une ligne à l'autre, puisqu'il y a $(2k+1)/2$ périodes du brouilleur. Le signal parasite se manifeste donc par une structure de points entrelacés, avec défilement au rythme des images, soit 25 par seconde, ainsi que le montre la

figure 7-10*b*. Cette structure mouvante est d'une gêne bien inférieure à celle apportée par la structure fixe et continue de la figure 7-10*a*, et assure, en particulier, une meilleure compatibilité de réception sur les téléviseurs noir et blanc.

On a évidemment intérêt, pour réduire au minimum la visibilité de la structure parasite engendrée par la sous-porteuse de couleurs, à choisir dans la relation $f_{sp} = (2k + 1) f_H/2$, k aussi grand que possible. On est limité par la largeur f_c de la bande attribuée au signal vidéo. Comme on sait que l'on peut se contenter, pour des informations de chrominance, d'une bande égale à 0,25 f_c, on peut situer la fréquence de la sous-porteuse aux alentours de 0,75 f_c. A cette fréquence, de plus, l'énergie du spectre de luminance est moindre que dans les fréquences basses.

En fait, pour le système américain, où $f_c = 4{,}2$ MHz, on aurait 0,75 $f_c = 3{,}1$ MHz, fréquence à laquelle l'énergie du spectre de luminance est encore importante et qui entraînerait des risques de diaphotie. Par un artifice que nous verrons en détail dans l'étude du *N.T.S.C.*, on rend asymétriques les bandes latérales de la sous-porteuse de chrominance, ce qui permet de fixer la valeur de sa fréquence à 3,58 MHz. Pour les systèmes européens (*PAL* et *SECAM*) cette valeur est choisie entre 4,2 et 4,5 MHz, ce qui pose certains problèmes aux pays de norme G ($f_c = 5$ MHz).

La sous-porteuse étant déterminée, il reste à savoir quel type de modulation par les signaux de chrominance va être choisi. C'est là un des points essentiels où diffèrent les systèmes de télévision en couleurs. Précisons dès maintenant qu'aucune solution ne satisfera d'une façon parfaite les impératifs définis au début de ce chapitre. Le compromis adopté par chaque système tient compte, dans un contexte donné, de l'importance relative à attribuer à telle ou telle qualité de transmission. Nous le verrons lors de l'étude détaillée de ces systèmes. Précisons simplement que les types de modulation applicables pour la sous-porteuse de chrominance sont les suivants :

Modulation d'amplitude avec porteuse;
Modulation d'amplitude à porteuse supprimée;
Modulation de fréquence;
Modulation de phase.

Enfin, dernier sujet de divergence entre les systèmes de TVC : combien faut-il transmettre d'informations de chrominance à chaque instant? On sait que pour reconstituer l'image couleurs, il faut disposer simultanément d'une information de luminance Y et de deux informations de différence de couleurs D_B et D_R. Cependant, l'observation montre que ces informations varient peu d'une ligne à l'autre. Puisque la définition horizontale des couleurs a été réduite par rapport à celle de la luminance, on peut envisager de réduire, compte tenu de la redondance d'informations que nous constatons et de la diminution de l'acuité visuelle pour les couleurs, leur définition verticale. Par exemple, on peut transmettre pendant une ligne D_B, pendant la ligne suivante D_R, et ainsi de suite : pour reconstituer l'image de couleurs, on conservera, grâce à un système de retard d'une durée de 64 μs (durée d'une ligne dans les systèmes 625 l.), l'information D_B ou D_R, d'une ligne à l'autre. L'information Y étant transmise en permanence, on disposera ainsi, à chaque instant, des informations suivantes : Y; une information de chrominance (D_B ou D_R) transmise au même instant; une information de chrominance (D_R ou D_B) transmise à la ligne précédente et restituée par le système de retard.

Les systèmes où les deux informations de chrominance sont transmises à chaque instant sont dits simultanés. Ceux où ces deux informations ne sont pas présentes en permanence sont appelés séquentiels.

Nous donnons, dans le tableau ci-après, la classification des différents systèmes de TV couleurs suivant le type de modulation adopté et leur caractère simultané ou séquentiel.

SYSTÈMES	Simultanés	Séquentiels	MODULATION				OBSERVATIONS
			AM avec porteuse	AM sans porteuse	FM	De phase	
N.T.S.C.	x			x		x	
PAL	x			x		x	
A.R.T. (*)	x			x		x	
A salves multiples (*)							Peut être appliqué à tous les systèmes.
SECAM III		x			x		
SECAM IV		x	x (1)	x		x	(1) Signal de référence 1 ligne sur 2.

(*) Ces systèmes ne seront pas étudiés en détail dans cet ouvrage, puisqu'ils n'ont été retenus par aucun pays.

4-6. — *CONSTITUTION DU SPECTRE TVC SYNOPTIQUE D'UNE TRANSMISSION TVC*

Dans une transmission de télévision en couleurs, suivant les principes que nous avons étudiés, le spectre vidéo et le spectre H.F. respecteront les

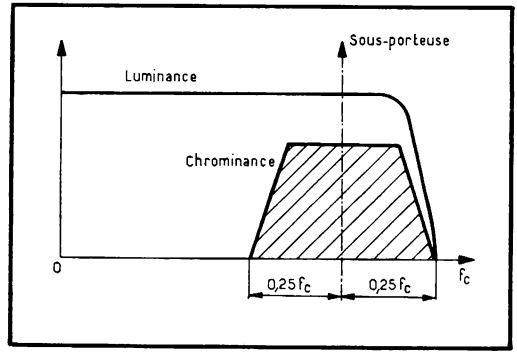


Fig. 7-11. — Position de la bande de fréquences attribuée au signal de chrominance dans le spectre du signal de luminance.

mêmes limites que dans les systèmes achromes. La sous-porteuse de chrominance, située à l'intérieur du spectre vidéo de luminance, sera accompagnée de ses deux bandes latérales de modulation, symétriques ou non (fig. 7-11). La largeur du spectre encombré par ces bandes est fonction de la fréquence maximale allouée aux signaux de différence de couleur et du type de modulation adopté pour la sous-porteuse. Dans les systèmes européens, elle est de l'ordre de $2 \times 1{,}5$ MHz.

La chaîne de transmission de télévision en couleurs aura la structure générale représentée dans la figure 7-12. A la sortie de la caméra trichrome, les signaux primaires E_R, E_V et E_B sont corrigés en gamma pour assurer une

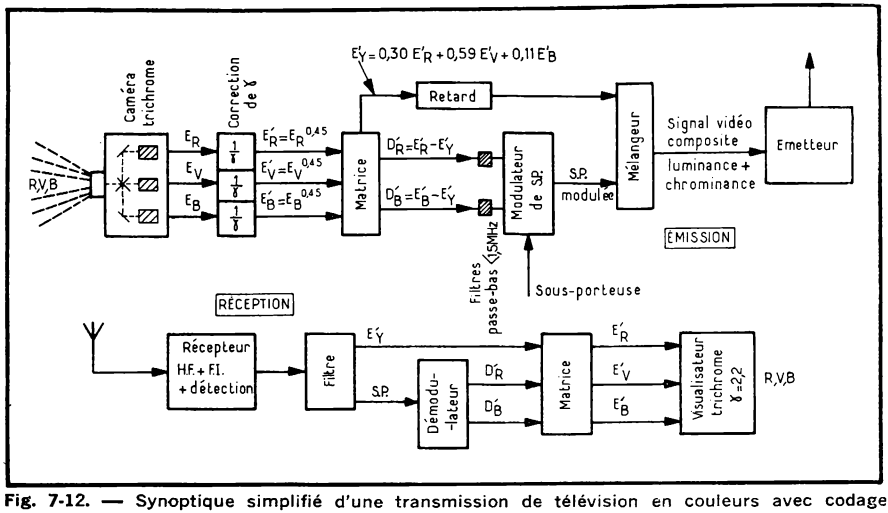


Fig. 7-12. — Synoptique simplifié d'une transmission de télévision en couleurs avec codage des informations de chrominance.

reproduction correcte sur le tube cathoscope couleurs. Ces signaux corrigés en gamma, E'_R, E'_V, E'_B (*), sont envoyés dans une matrice qui fournit, d'une part, le signal de luminance compatible, tel que

$$E'_Y = 0{,}30\,E'_R + 0{,}59\,E'_V + 0{,}11\,E'_B,$$

et aussi les signaux de différence de couleurs, ou signaux de chrominance :

$$D'_R = E'_R - E'_Y;\ D'_B = E'_B - E'_Y.$$

Ces deux signaux traversent des filtres passe-bas qui éliminent les fréquences supérieures de leur spectre. De ce fait, ils prennent un certain retard sur E'_Y que l'on remet en phase avec eux par un circuit de retard. Les signaux D'_R et D'_B modulent une sous-porteuse (SP) suivant les caractéristiques propres au système envisagé.

Les signaux E'_Y et SP modulée par D'_B et D'_R, additionnés, constituent le signal vidéo composite de couleurs, auquel il convient d'ajouter, comme dans les systèmes de TV achrome, les signaux de synchronisation de lignes et trames, dans les intervalles d'effacement correspondants. Nous verrons que dans ces mêmes intervalles seront logés, suivant les systèmes de TV couleurs, des signaux dits de remise en phase ou d'identification propres à la transmission de la couleur.

La partie de la chaîne de transmission comprise depuis le modulateur d'émission jusqu'à la détection vidéo du récepteur est identique (aux performances exigées près) à celle d'un système de TV noir et blanc.

Après détection du signal vidéo composite (et séparation classique des signaux de synchronisation trames et lignes) un filtre sépare le signal de luminance E'_Y du signal de sous-porteuse modulée SP. Après détection de cette dernière, on obtient D'_B et D'_R. Enfin, une matrice reconstitue, à partir de E'_Y, D'_B et D'_R, les signaux primaires corrigés en gamma E'_R, E'_V et E'_B, qui commanderont le tube cathoscope de couleurs dont l'écran restituera R, V et B.

(*) Le signe « prime » est adopté pour désigner les signaux ayant subi la pré-correction de gamma.

CHAPITRE 8

LES SYSTÈMES SIMULTANÉS DE TÉLÉVISION EN COULEURS : LE N.T.S.C. - LE PAL

L'adoption d'une sous-porteuse unique à l'intérieur du spectre de luminance pour le transport des informations de chrominance pose un problème délicat aux systèmes de télévision en couleurs du type simultané. Il faut, en effet, trouver un procédé de modulation qui permette de transmettre à chaque instant, sur cette sous-porteuse unique, les deux signaux de différence de couleurs D'_B et D'_R, tout en assurant une protection satisfaisante contre tout risque de diaphotie entre eux.

Lors de l'élaboration du N.T.S.C. *(1950 à 1953), qui est en quelque sorte le « père » de tous les systèmes actuellement en application ou proposés, le choix s'est porté sur la modulation d'amplitude, à porteuse supprimée, de deux porteuses en quadrature de phase. Malgré sa dénomination assez rébarbative, nous allons voir que ce procédé de modulation se déduit facilement de la modulation d'amplitude classique utilisée en radiodiffusion.*

La modulation d'amplitude à porteuse supprimée a un bon comportement en présence de bruit et assure une excellente qualité de la compatibilité directe. La modulation en quadrature de phase, telle qu'adoptée par le N.T.S.C., *présente toutefois certains défauts, le plus grave étant la sensibilité aux erreurs de phase différentielle. Pour pallier ces faiblesses, le Dr Walter* BRUCH *a imaginé un procédé annulant en grande partie ces erreurs. Ce procédé, le* PAL, *conserve, par ailleurs, l'ensemble des caractéristiques du* N.T.S.C.

Avant d'aborder l'étude de ce dernier, il convient d'exposer ce qu'est la modulation d'amplitude en quadrature et à porteuse supprimée, puisqu'elle est utilisée par les deux principaux systèmes simultanés de TVC.

1. — Principes de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée - Modulation en quadrature

L'expression algébrique de l'amplitude instantanée v d'une onde sinusoïdale, de pulsation Ω et d'amplitude de repos V, modulée en amplitude par un signal sinusoïdal, de pulsation ω et d'amplitude A, est

$$v = V\ (1 + k \cos \omega\ t) \cos \Omega\ t, \qquad (1)$$

k étant le taux de modulation (compris entre 0 et 1) égal à A/V.

Cette relation peut s'écrire sous la forme

$$v = V \cos \Omega t + \frac{A}{2} \cos (\Omega - \omega) t + \frac{A}{2} \cos (\Omega + \omega) t, \qquad (2)$$

faisant ainsi apparaître les deux fréquences latérales de modulation, de pulsations $(\Omega - \omega)$ et $(\Omega + \omega)$.

De l'expression (2) se déduit la représentation vectorielle classique de la figure 8-1. Le vecteur $\overrightarrow{OP}$, d'amplitude V constante et tournant à une vitesse angulaire Ω, représente l'onde porteuse. A ce vecteur on ajoute deux vecteurs $\overrightarrow{PM_1}$ et $\overrightarrow{PM_2}$, d'amplitude A constante et tournant par rapport à $\overrightarrow{OP}$ l'un avec une vitesse angulaire ω, l'autre avec une vitesse $-\omega$. Les vecteurs $\overrightarrow{PM_1}$ et $\overrightarrow{PM_2}$ étant symétriques par rapport à $\overrightarrow{OP}$, leur composition $\overrightarrow{OM}$ avec le vecteur $\overrightarrow{OP}$ est toujours dans la même direction que ce dernier.

L'expression (2), comme la représentation vectorielle, montre que seules les bandes latérales portent l'information de modulation. On peut donc supprimer la fréquence porteuse, l'expression (2) devenant alors

$$v = \frac{A}{2} \cos (\Omega - \omega) t + \frac{A}{2} \cos (\Omega + \omega) t = A \cos \Omega t . \cos \omega t. \qquad (3)$$

La représentation vectorielle de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée est celle de la figure 8-2, déduite de la représentation de la figure 8-1 en supprimant le vecteur $\overrightarrow{OP}$. Les vecteurs $\overrightarrow{PM_1}$ et $\overrightarrow{PM_2}$ tournent toujours aux vitesses respectives ω et $-\omega$, dans le plan tournant lui-même à la vitesse Ω.

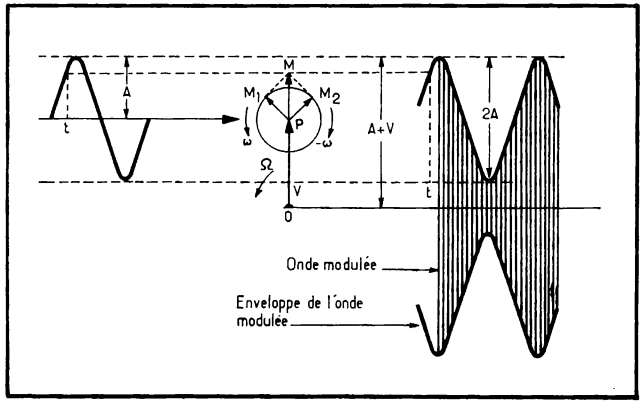


Fig. 8-1. — Représentation vectorielle de la modulation d'amplitude classique.

Si l'on conserve pour le plan tournant la phase qu'avait le vecteur $\overrightarrow{OP}$ avant sa suppression, on voit (fig. 8-2) que l'enveloppe des alternances positives de l'onde modulée a la même phase que le signal modulant lorsque ce dernier est positif, et est en opposition de phase avec le signal modulant pour les alternances négatives de ce dernier.

Notons également que pour le signal H.F. modulé, avec suppression de porteuse, par un signal d'amplitude A, l'amplitude crête est A. Dans le cas de la modulation sans suppression de porteuse, pour une modulation à 100 %

(A = V) par un signal d'amplitude A, l'amplitude crête de la porteuse H.F. doit être de 2 A. On gagnera donc 6 dB sur le rapport signal/bruit, puisque, à amplitude crête H.F. égale, l'amplitude utile de modulation, dans le procédé à suppression de porteuse, devient double par rapport à celle obtenue en modulation d'amplitude classique.

A la réception, on ne peut évidemment pas faire une simple détection d'enveloppe de l'onde H.F. modulée, puisque les alternances négatives, pour une détection positive du signal modulant, y sont présentées en opposition de phase (fig. 8-2). Il faut, avant détection, ajouter un signal de même pulsation Ω que la porteuse supprimée : on dit que l'on « régénère » la porteuse (fig. 8-3). Dans ces conditions, le détecteur reçoit un signal d'amplitude égale

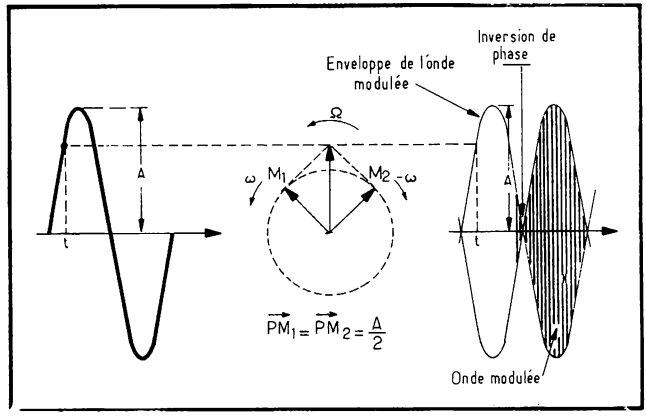


Fig. 8-2. — Représentation vectorielle de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée.

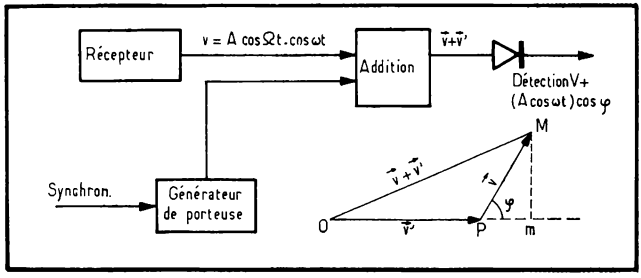


Fig. 8-3. — Après régénération d'une porteuse en phase avec la porteuse supprimée à l'émission, la détection peut être effectuée comme en modulation d'amplitude classique.

au module de $\overrightarrow{OM}$, vecteur résultant de l'addition de OP (porteuse régénérée) et de PM (signal modulé reçu). En admettant que OP est très grand devant PM, on a :

$$\overrightarrow{OM} \# \overrightarrow{Om} = \overrightarrow{OP} + PM \cos \varphi$$

φ étant l'angle entre $\overrightarrow{OP}$ et $\overrightarrow{PM}$. On notera que si φ = 0, c'est-à-dire si $\overrightarrow{PM}$ est dans le prolongement de $\overrightarrow{OP}$ (porteuse régénérée et signal modulé en phase), on a

$$\overrightarrow{OM} = \overrightarrow{OP} + \overrightarrow{PM}.$$

Le signal détecté est bien, à la composante continue V près, proportionnel au signal modulant. Il est, dans ce cas, maximal et égal à (A cos ω *t*). De même, si φ = 180°, $\overrightarrow{PM}$ est dans la direction de $\overrightarrow{OP}$, mais en sens inverse, et le signal détecté est encore maximal et égal à (— A cos ω *t*).

En revanche, dans le cas où $\varphi = 90°$ (porteuse régénérée et signal modulé en quadrature de phase), on a

$$\overrightarrow{OM} = \overrightarrow{OP} + \overrightarrow{PM} \cos \varphi = \overrightarrow{OP}.$$

Seule la composante continue est détectée, la composante de modulation s'annulant. Cette propriété de la détection synchrone (ainsi appelée parce qu'elle nécessite la régénération d'une porteuse synchrone avec la porteuse de modulation, supprimée à l'émission) est utilisée pour permettre la transmission de deux informations indépendantes sur une même fréquence porteuse.

En effet, si l'on module par deux signaux, M (t) et N (t), deux porteuses de même pulsation Ω, mais déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre, et que l'on supprime ces porteuses, suivant le procédé exposé plus haut, on obtient deux ondes modulées, d'amplitudes instantanées

$$s = \mathrm{M}\ (t)\ \cos\ \Omega\ t$$

et

$$s' = \mathrm{N}\ (t)\ \cos\ \left(\Omega\, t + \frac{\pi}{2}\right).$$

Le mélange de ces deux ondes est représenté par la somme vectorielle $\overrightarrow{PR}$ de la figure 8-4. Si l'on procède à une détection synchrone de $\overrightarrow{PR}$, avec une porteuse régénérée, en phase avec $\overrightarrow{PM}$, on obtient un signal détecté proportionnel à M (t), le terme N (t) s'annulant. Inversement, avec une porteuse régénérée, en phase avec $\overrightarrow{PN}$ (donc en quadrature avec la précédente), on obtient un signal détecté proportionnel à N (t), le terme M (t) s'annulant. Autrement dit, à partir du signal modulé, résultant d'une modulation en quadrature à porteuse supprimée, la détection synchrone offre la possibilité de trier les signaux modulants, suivant la phase donnée à la porteuse régénérée.

Remarquons, d'autre part, qu'avec la modulation en quadrature à porteuse supprimée, l'onde résultante peut être considérée comme modulée à la fois en amplitude et en phase. En effet, dans la figure 8-4 nous avons

$$\text{module PR} = \sqrt{\mathrm{PM}^2 + \mathrm{PN}^2};$$

$$\text{argument tg } \theta = \frac{\mathrm{PN}}{\mathrm{PM}}.$$

2. — Le système N.T.S.C. (National Television System Committee)

2-1. — *PRINCIPE DE CODAGE*

2-1-1. — *Modulation de la sous-porteuse* N.T.S.C.

Suivant les principes que nous venons d'étudier, on module, dans le *N.T.S.C.*, deux sous-porteuses en quadrature par les signaux de différence de couleurs D'_R et D'_B. L'onde résultante, après suppression de la porteuse, transporte les informations de chrominance. A la réception, ces informations sont triées par détection synchrone; la régénération de la sous-porteuse est effectuée en synchronisme avec l'émetteur, grâce à une salve de synchronisation,

dénommée « burst », transmise sur le palier arrière de suppression de lignes.

Reprenons (fig. 8-5) la représentation des couleurs sur le plan de luminance nulle, par rapport aux axes D'_B et D'_R (projection sur le plan de luminance nulle, suivant la direction OW du parallélépipède des couleurs TVC, voir chapitre 7, § 4-4). Chaque couleur y est représentée par un vecteur de chrominance situé à l'intérieur de l'hexagone des couleurs.

Les caractéristiques de ce vecteur sont les suivantes :

— sa direction (par rapport à l'axe D_B, par exemple) est fonction de la teinte;

— son amplitude, à luminance constante, est fonction de la saturation.

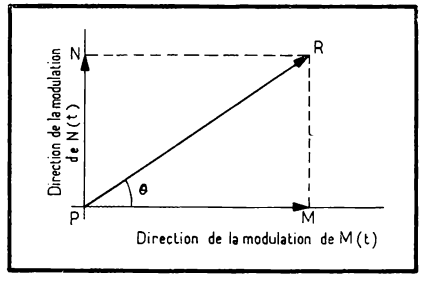


Fig. 8-4. — Addition vectorielle illustrant le mélange des deux ondes modulées en quadrature de phase.

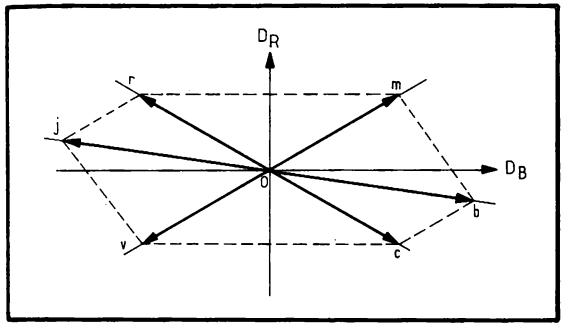


Fig. 8-5. — Représentation des couleurs dans le plan de luminance nulle, par rapport aux axes D_R et D_B.

Ce qui nous permet de conclure que dans le système de transmission en modulation d'amplitude en quadrature, à porteuse supprimée, par les signaux D'_R et D'_B, le signal de chrominance résultant fournira une information de teinte par sa phase et une information de saturation par son amplitude.

2-1-2. — *Choix de la fréquence de sous-porteuse — Modulation par I et Q*

Ainsi que nous l'avons déjà étudié (chap. 7, § 4-5), on choisit comme fréquence de sous-porteuse un multiple impair de la demi-fréquence de lignes, afin d'améliorer la compatibilité du système.

Si l'on choisissait de transmettre D'_B et D'_R avec une bande passante égale au quart de la bande utilisée pour la luminance f_c, on situerait la fréquence de sous-porteuse, au maximum (on a intérêt à la choisir la plus élevée possible), à 0,75 f_c, soit, pour le système américain ($f_c = 4{,}2$ MHz), aux alentours de 3,1 MHz. Cette fréquence n'étant pas assez élevée pour assurer une bonne compatibilité, on a dû rechercher une solution permettant d'avoir une fréquence de sous-porteuse plus élevée, sans sacrifier la définition de chrominance.

La coupure partielle des bandes latérales supérieures de modulation de D'_B et D'_R permettrait cette augmentation de la fréquence de sous-porteuse

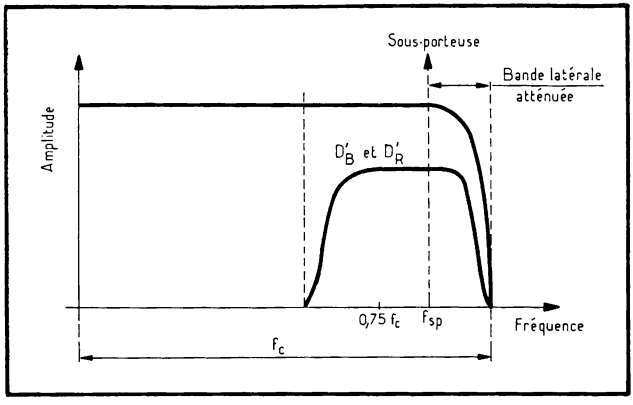


Fig. 8-6. — L'asymétrie des bandes latérales peut permettre de situer la fréquence de sous-porteuse chrominance vers les fréquences élevées du spectre vidéo.

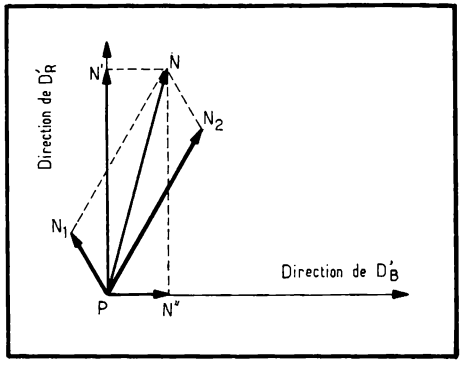


Fig. 8-7. — L'asymétrie des bandes latérales PN_1 et PN_2 entraine l'apparition d'une composante parasite de détection suivant l'axe D'_B (ici PN'').

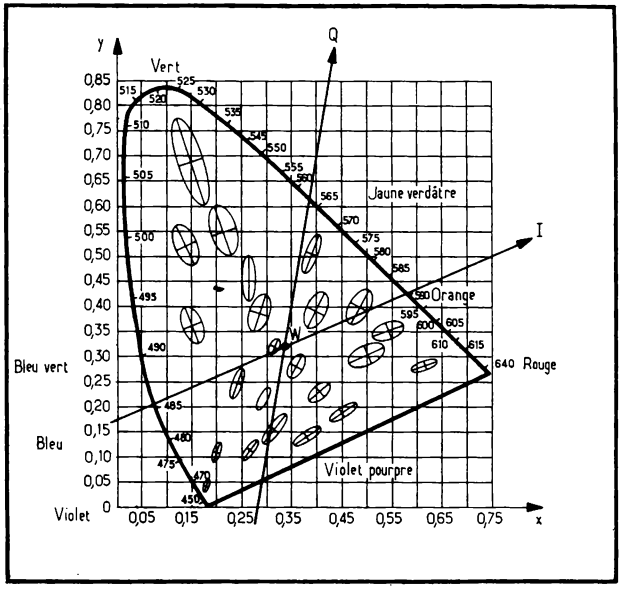


Fig. 8-8. — Choix de nouveaux axes de modulation I et Q tirant un meilleur parti des tolérances de l'œil en vision colorée.

(fig. 8-6), puisque nous savons que la bande latérale inférieure intacte suffirait pour la reconstitution de l'information chromatique. Mais elle entraînerait une diaphotie gênante entre les deux voies. L'asymétrie des bandes latérales sur une voie donnée, D'_R par exemple, se traduit, en effet, par une résultante de modulation qui n'est plus dans la direction de D'_R, donc qui n'est plus en quadrature avec D'_B, et il apparaît une composante parasite de détection PN″ dans cette dernière direction (fig. 8-7).

Toutefois, si l'on remarque qu'en coupant, par exemple à 0,5 MHz, la bande latérale supérieure, de largeur initiale 1,5 MHz, de l'une des voies de modulation, soit D'_R, le signal parasite de diaphotie apparaissant sur la voie D'_B a un spectre s'étendant entre 0,5 et 1,5 MHz, on peut en tirer les conclusions suivantes : en limitant la bande allouée à la voie D'_B à 0,5 MHz, on élimine l'influence des signaux parasites de diaphotie sur cette voie. De plus, la voie D'_B étant toujours transmise avec des bandes latérales symétriques (de largeur 0,5 MHz), il n'y a pas de risque de diaphotie sur la voie D'_R.

Il reste à savoir si l'on peut se permettre une telle réduction de la bande attribuée à l'une des voies de chrominance sans dégrader d'une façon inadmissible la définition chromatique de l'image. Un retour sur la sensibilité différentielle de l'œil en vision colorée (ellipses de MAC-ADAM) montre qu'une perte d'informations dans le sens (R — Y) se traduirait par un abaissement non négligeable de la qualité de reproduction; dans le sens (B — Y), cette dégradation est moins importante, mais encore trop sensible. Aussi a-t-on été amené à choisir deux nouveaux axes de modulation, I et Q, de sorte que l'un d'eux, l'axe Q, soit orienté suivant la direction jaune-verdâtre-pourpre (fig. 8-8) correspondant à une tolérance plus grande de l'œil (la tolérance maximale étant dans le sens vert-violet). Les informations transmises suivant cet axe pourront être à bande étroite.

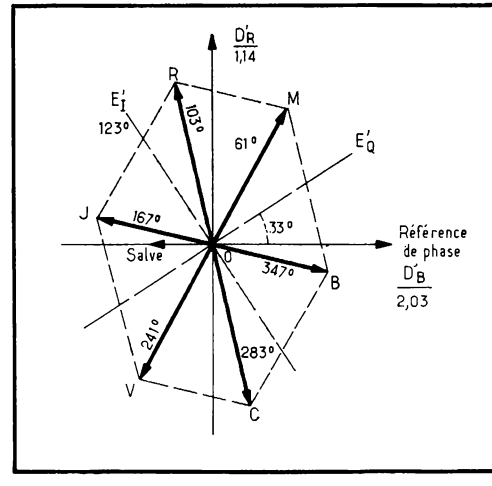


Fig. 8-9. — Les nouveaux axes E'_I et E'_Q sont déphasés de 33° par rapport aux axes de référence D'_R et D'_B.

Dans le plan tournant de représentation vectorielle de la modulation en quadrature (fig. 8-9), ces nouveaux axes sont déphasés de 33° par rapport aux axes D'_R et D'_B.

Pour déterminer l'équation du signal composite (luminance + chrominance) transmis avec les axes I et Q de modulation de la sous-porteuse, il nous faut tout d'abord préciser les amplitudes fixées pour les porteuses des informations de couleurs. L'observation montre qu'il est très rare de rencontrer dans la nature des couleurs d'une saturation telle qu'elles donnent

à une ou deux primaires une amplitude supérieure à 75 % de sa valeur maximale (les deux autres primaires, ou l'autre primaire, étant nulles). On a donc estimé que la limite maximale du signal composite (qui ne doit pas être supérieure à la limite maximale d'un signal noir et blanc, soit au blanc pur, pour assurer la compatibilité) devrait correspondre à des primaires à 75 % d'amplitude.

D'autre part, le signal composite peut descendre au-dessous du noir. On s'est imposé, comme limite minimale, les deux tiers de l'amplitude allouée à l'« infra-noir » (suppression et signal de synchronisation) (fig. 8-10).

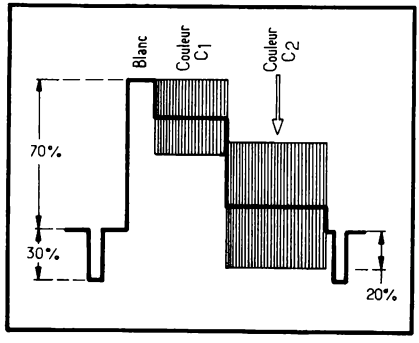


Fig. 8-10. — Les crêtes du signal de chrominance ne doivent pas dépasser le niveau correspondant au blanc pur, d'une part, et un niveau fixé aux deux tiers de tops de synchronisation, en dessous du niveau de suppression, d'autre part.

On doit donc appliquer un certain facteur de réduction aux signaux de différence de couleur, pour rester dans les limites définies ci-dessus.

Ainsi, compte tenu des caractéristiques du système 525 lignes, on obtient la relation suivante donnant l'amplitude instantanée du signal composite (avec les axes R — Y et B — Y pour la modulation en quadrature de la sous-porteuse) :

$$E_M = E'_Y + \frac{D'_B}{2{,}03} \cos \Omega t + \frac{D'_R}{1{,}14} \cos (\Omega t + 90°),$$

Ω étant la pulsation de la sous-porteuse.

En choisissant les nouveaux axes I et Q, déphasés de 33° par rapport à (R — Y) et (B — Y), l'équation du signal composite devient

$$E_M = E'_Y + E'_Q \cos (\Omega t + 33°) + E'_I \cos (\Omega t + 123°)$$

avec

$$E'_Q = \frac{D'_R}{1{,}14} \sin 33° + \frac{D'_B}{2{,}03} \cos 33° = 0{,}48\ D'_R + 0{,}41\ D'_B$$

et

$$E'_I = \frac{D'_R}{1{,}14} \cos 33° - \frac{D'_B}{2{,}03} \sin 33° = 0{,}74\ D'_R - 0{,}27\ D'_B.$$

La bande vidéo allouée à E'_Q est de 0,5 MHz; celle allouée à E'_I (transmis à bandes latérales asymétriques) est de 1,3 MHz. La fréquence de sous-porteuse f_{sp} peut ainsi être fixée à une valeur supérieure à 0,75 f_c, soit

$$f_{sp} = 3{,}583\,125 \text{ MHz, soit } \frac{455}{2} f_H.$$

Le canal d'émission *N.T.S.C.* a la constitution indiquée dans la figure 8-11. En figure 8-12 est représentée la forme du signal composite sur une ligne pour une mire de barres de couleurs : blanc, jaune, cyan, vert, magenta,

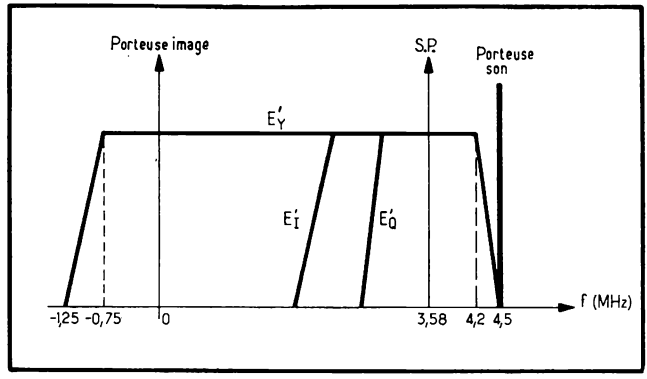


Fig. 8-11. — Agencement du canal d'émission suivant le système N.T.S.C., 525 lignes, américain.

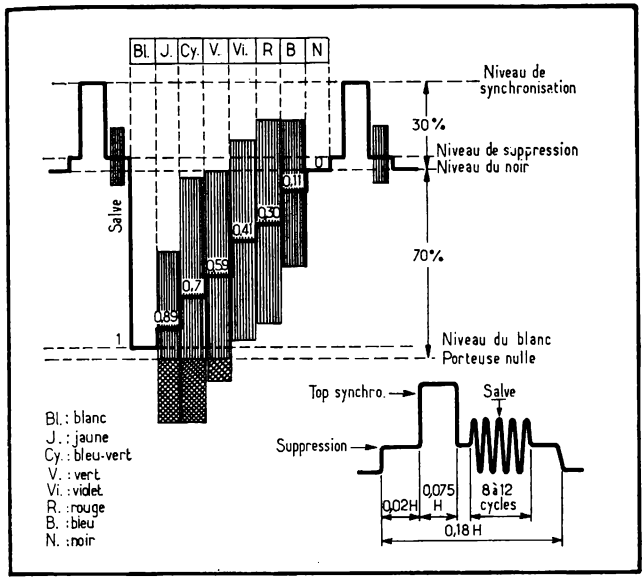


Fig. 8-12. — Formes et valeurs des amplitudes que prend le signal composite pendant la durée d'une ligne pour une mire de barres verticales de couleurs (primaires à 75 % d'amplitude). Le « burst » est situé sur le palier arrière de suppression de lignes. Les amplitudes indiquées ici sont calculées avant réduction des signaux de différence de couleur.

rouge, bleu, noir. On y a également indiqué la salve de synchronisation (« burst ») consistant en une dizaine de périodes de la sous-porteuse (déphasée de 180° par rapport à D'_B), placées sur le palier arrière de la suppression de ligne.

2-2. — *CIRCUITS DE CODAGE ET DE DÉCODAGE* N.T.S.C.

Nous ne donnerons ici que les principes généraux de fonctionnement des circuits de codage et de décodage *N.T.S.C.*

2-2-1. — *Circuits de codage*

On trouvera dans la figure 8-13 le synoptique des circuits d'émission propres au système *N.T.S.C.* Les circuits de codage proprement dits, c'est-à-dire ceux dont la fonction est de former le signal composite luminance-chrominance à partir des informations E'_R, E'_V et E'_B, sont délimités par un trait pointillé.

On y voit tout d'abord une matrice, à résistances, formant les signaux :

$$E'_Y = 0{,}30\,E'_R + 0{,}59\,E'_V + 0{,}11\,E'_B;$$
$$E'_I = 0{,}74\,D'_R - 0{,}27\,D'_B = 0{,}60\,E'_R - 0{,}28\,E'_V - 0{,}32\,E'_B;$$
$$E'_Q = 0{,}48\,D'_R + 0{,}41\,D'_B = 0{,}21\,E'_R - 0{,}52\,E'_V - 0{,}31\,E'_B.$$

Cette matrice assure également le mélange de la synchronisation lignes et trames avec le signal E'_Y, et celui d'un signal vidéo, enveloppe de la salve de synchronisation de couleurs, avec les signaux E'_I et E'_Q.

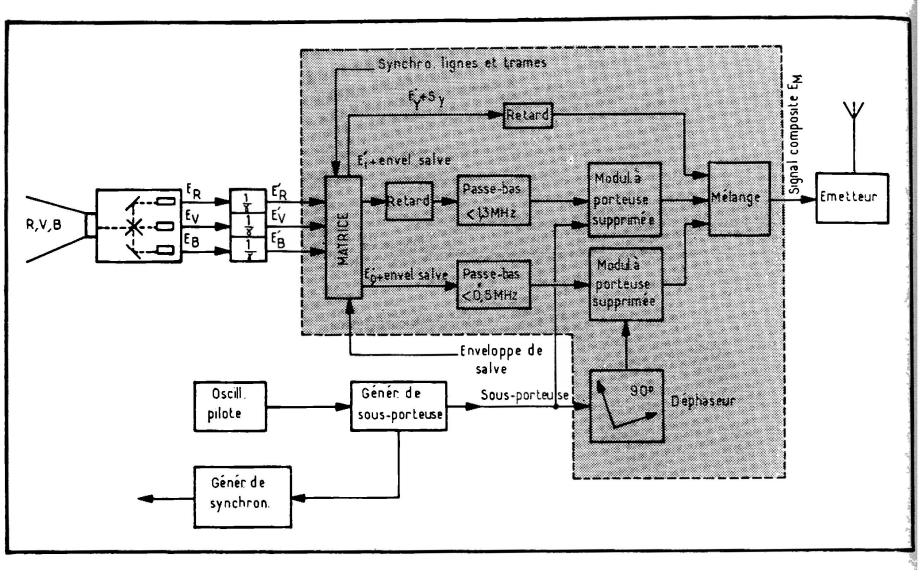


Fig. 8-13. — Synoptique des circuits d'émission en N.T.S.C.

La voie E'_Q est limitée à 0,5 MHz de bande passante. De ce fait, E'_Q prend un certain retard sur E'_I, que l'on compense par une ligne à retard dans cette dernière voie. E'_I est limité à 1,3 MHz de bande passante. Enfin, pour compenser le retard des informations de chrominance dû à la réduction de bande, une ligne à retard est insérée dans la voie E'_Y.

Les signaux E'_I et E'_Q, à bandes réduites, sont envoyés dans deux modulateurs alimentés, en quadrature de phase, par les signaux de sous-porteuses à 3,58 MHz. Ces modulations à suppression de porteuse sont effectuées par des modulateurs dits équilibrés, tel le modulateur à diodes en anneau dont nous allons expliquer brièvement le principe de fonctionnement (fig. 8-14). On applique à l'entrée d'un commutateur électronique le signal modulant; le commutateur s'inverse au rythme des changements d'alternances du signal porteur. A la sortie du commutateur, aux bornes d'une impédance de charge, on recueille un signal constitué par des signaux carrés, de même fréquence de récurrence que la porteuse et d'amplitude maximale pour des maximums positifs ou négatifs du signal modulant. Après filtrage, ne laissant subsister que la fréquence fondamentale des signaux carrés, on retrouve bien un signal modulé en amplitude, équivalent à celui de la figure 8-2, c'est-à-dire correspondant à une suppression de porteuse. Le schéma d'un tel modulateur en anneau est donné dans la figure 8-15; les diodes D_1-D_3 et D_2-D_4, débloquées alternativement au rythme des alternances positives et négatives de la porteuse, y jouent le rôle du commutateur électronique.

Les deux sous-porteuses en quadrature, modulées par E'_I et E'_Q, sont additionnées au signal E'_Y, le mélange de tous ces signaux constituant le signal vidéo composite E_M.

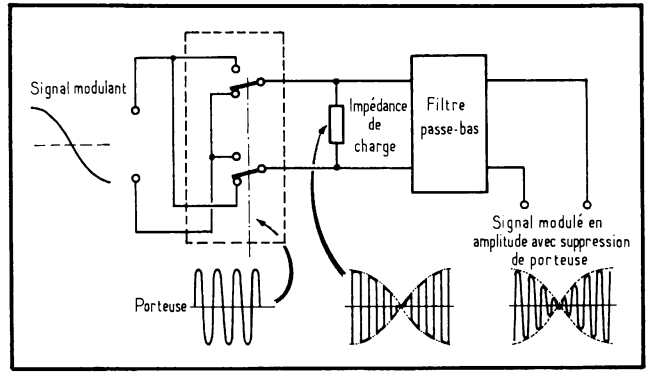


Fig. 8-14. — Schématisation du fonctionnement d'un modulateur à suppression de porteuse (modulateur équilibré).

Précisons encore un point : dans le système *N.T.S.C.* la fréquence de sous-porteuse doit être liée avec une grande précision à la fréquence de lignes :

$$f_{sp} = \frac{455}{2} f_H.$$

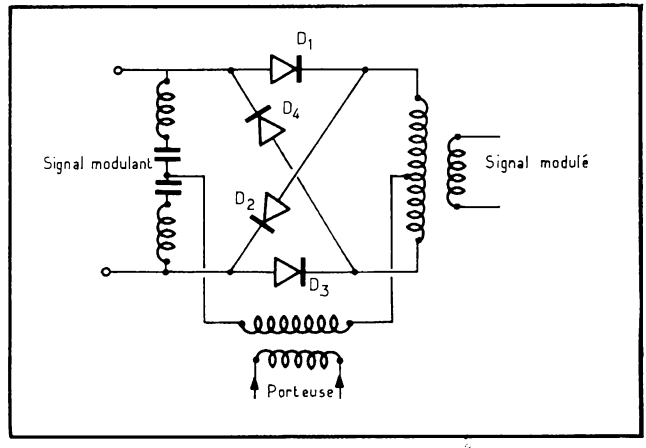


Fig. 8-15. — Schéma d'un modulateur en anneau.

Aussi part-on d'un oscillateur pilote unique, pour obtenir, par divisions successives, la fréquence de sous-porteuse, puis la fréquence de lignes (et enfin, la fréquence de trames).

2-2-2. — *Circuits de décodage*

La figure 8-16 montre le principe de constitution des circuits propres à un récepteur couleurs *N.T.S.C.* La partie décodage proprement dite, chargée de restituer les signaux E'_R, E'_V et E'_B, à partir du signal composite E'_M, est encadrée en pointillé. On y trouve une voie de luminance, avec une trappe

destinée à réjecter les informations de couleurs, et une voie de chrominance, avec un filtre passe-bande, accordé sur la fréquence de sous-porteuse.

Sur la voie chrominance, on trouve ensuite deux démodulateurs synchrones alimentés par le signal régénéré à la fréquence de sous-porteuse, déphasé de 90° pour le démodulateur délivrant E'_Q. L'autre démodulateur fournit le signal E'_I. Les démodulateurs synchrones, dont nous avons expliqué le principe dans le paragraphe 1, peuvent être réalisés sous la forme du démodulateur équilibré de la figure 8-17.

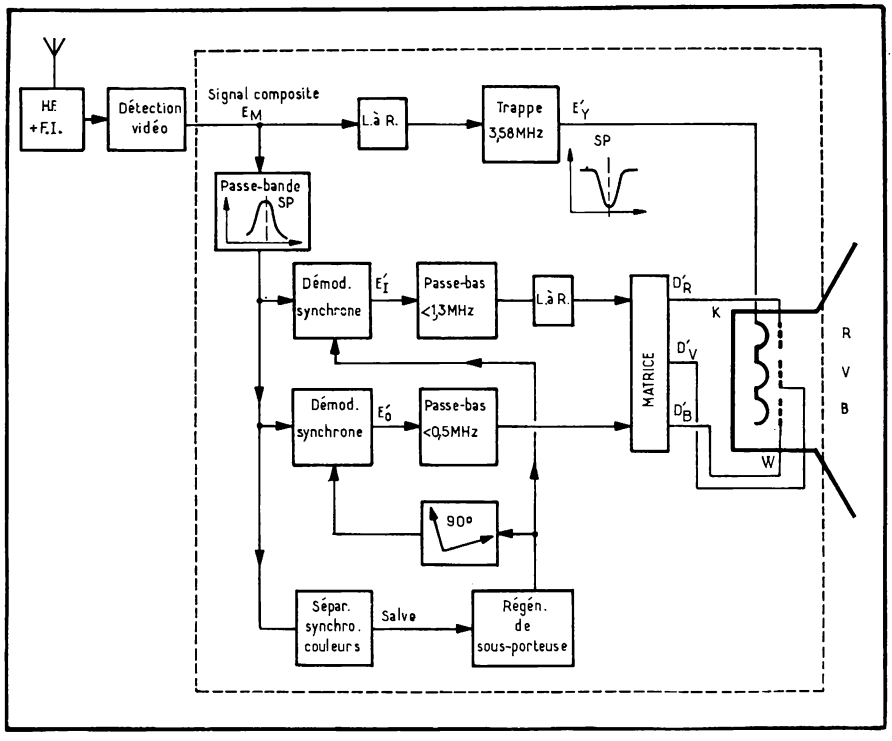


Fig. 8-16. — Synoptique des circuits de luminance et de chrominance dans un récepteur N.T.S.C.

Le régénérateur de sous-porteuse est synchronisé par la salve transmise pendant le palier de suppression arrière de lignes. Suivant les axes de démodulation choisis, I et Q, ou R — Y et B — Y, ou encore X et Z, on s'arrange pour « caler » la sous-porteuse régénérée avec la phase convenable par rapport à la salve de synchronisation de couleur (déphasée elle-même de 180° par rapport à l'axe B — Y). En effet, afin de simplifier les récepteurs, on peut démoduler suivant deux axes rectangulaires autres que I et Q, en limitant les bandes passantes sur les deux voies de chrominances à 0,5 MHz, donc en sacrifiant quelque peu la définition de couleurs; dans ce cas, on supprime la ligne à retard, placée dans notre schéma sur la voie E'_I, et la matrice est très simplifiée.

Si l'on choisit par exemple (R — Y) et (B — Y) comme axes de démodulation, la démodulation donne D'_R et D'_B, et il suffit de reconstituer $D'_V = -0{,}51\ D'_R - 0{,}19\ D'_B$. En appliquant $-E'_Y$ aux trois cathodes réunies

du tube trichrome, et D'_B, D'_R et D'_V aux trois wehnelts, on retrouve bien sur l'écran B, R et V, les espaces cathode-wehnelt jouant le rôle de « dématriçage » des signaux de différence de couleurs.

2-3. — *PERFORMANCES DU SYSTÈME*

Nous envisagerons les performances du système *N.T.S.C.* par rapport aux impératifs que nous avons définis dans le chapitre précédent (§ 2).

Compatibilité directe. — Abstraction faite de l'erreur de gamma

$$[E'_Y = E'_R + E'_V + E'_B, \text{ et non } E'_Y = (E_R + E_V + E_B)'],$$

commune à tous les systèmes, et qui a une certaine incidence sur la sensibilité au bruit du récepteur couleurs, la compatibilité de réception sur un téléviseur noir et blanc d'une émission couleurs *N.T.S.C.* est bonne. La suppression de la sous-porteuse couleurs, à l'émission, et l'imbrication des spectres de chrominance et de luminance (voir chap. 7, § 4-5) réduisent au minimum la visibilité de la structure parasite due à la présence des informations de couleurs.

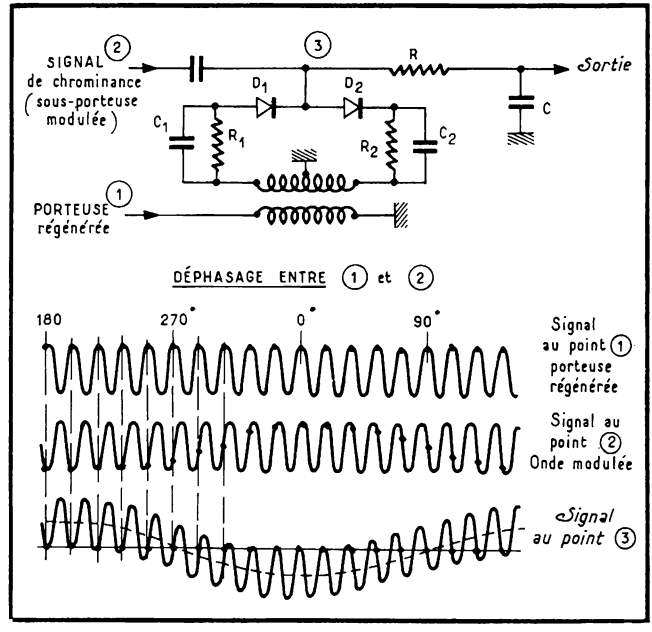


Fig. 8-17. — Principe d'un détecteur synchrone. D_1 et D_2 fonctionnent comme les diodes d'un système d'alignement : le point 3 est maintenu au potentiel de la masse au moment où les crêtes positives de la porteuse régénérée arrivent en 1. Après le filtre de détection RC, il ne subsiste que la valeur moyenne de l'onde (en pointillés, courbe du bas).

Compatibilité inverse. — Bonne, puisque les informations de chrominance ne sont pas transmises et que la voie de chrominance est hors service.

Fidélité de restitution des transitoires colorés. — Tout défaut de réponse amplitude-fréquence dans les voies de transmission ou de réception, entraînant une dissymétrie importante de la bande de chrominance E'_Q, produit une diaphotie entre E'_I et E'_Q (voir § 2-1-2). Cela se traduit par des franges de teintes fausses aux transitoires de couleurs.

Sensibilité aux bruits et aux brouilleurs. — Le principe de la luminance constante n'étant respecté qu'approximativement, par suite de l'erreur de gamma, la protection contre le bruit et les brouilleurs est légèrement diminuée. Néanmoins, le *N.T.S.C.* est un des systèmes les plus robustes à cet égard; à niveaux de bruit égaux, la perturbation apportée sur un récepteur couleurs de ce système est à peu près équivalente à celle constatée sur un récepteur noir et blanc.

Diaphotie chromatique. — Nous avons vu qu'une réponse amplitude/fréquence défectueuse des voies de transmission entraînait une diaphotie entre les voies de chrominance. En ce qui concerne la diaphotie luminance-chrominance, le fait que le filtre passe-bande, séparant la bande de modulation de chrominance, prélève aussi des fréquences élevées du spectre de luminance, entraîne l'apparition de structures colorées parasites, défilantes, dans les zones comportant des détails fins. C'est en fait le même problème que celui de la structure parasite engendrée par la sous-porteuse couleurs sur l'écran du récepteur noir et blanc. On peut supprimer ces structures colorées parasites en utilisant un filtre en peigne ne laissant passer que les fréquences multiples entiers impairs de la demi-fréquence lignes sur la voie de chrominance (voir effet de filtre en peigne de la ligne à retard du *PAL - DL*, § 3-2-2 du présent chapitre).

Sensibilité aux distorsions linéaires. — Une atténuation à la fréquence de sous-porteuse entraîne une atténuation égale de D'_R et D'_B, c'est-à-dire une diminution de la saturation des couleurs. La tolérance admise est de $\pm$ 4 dB.

Au-delà, on peut prévoir une correction soit manuelle, soit automatique et commandée par le niveau de la salve de synchronisation de couleurs. Une erreur du temps de transmission de groupe (tolérance $\pm$ 250 ns) provoque un décalage horizontal de l'image colorée par rapport à l'image noir et blanc. Un réajustement de la ligne à retard placée sur la voie E'_Y du récepteur peut compenser ce défaut. Enfin, un défaut dans la réponse amplitude-fréquence entraîne des franges parasites colorées aux transitoires de chrominance (atténuation ou coupure de l'extrémité supérieure du spectre transmis, entraînant une dissymétrie des bandes latérales de E'_Q); il en est de même pour une réception avec échos qui provoque des déformations de la courbe amplitude-fréquence (certaines fréquences étant renforcées et d'autres affaiblies).

Sensibilité aux distorsions non linéaires. — La gêne principale de ces distorsions est due au fait qu'elles entraînent une intermodulation entre E'_Y et les signaux de chrominance. La modulation parasite en amplitude de la sous-porteuse par E'_Y se traduit par une variation de saturation; la tolérance admise pour ce défaut, appelé « erreur de gain différentiel », est de 40 %. La modulation parasite en phase de la sous-porteuse par E'_Y (erreur de phase différentielle) est la plus gênante, car elle provoque des virages de teintes (tolérance : $< 20°$).

Enfin, un calage défectueux ou instable de la phase du régénérateur de sous-porteuse du récepteur par rapport à la salve de synchronisation provoque également des erreurs de teintes. Compte tenu des erreurs de phase différentielle inhérentes aux voies de transmission, on admet une tolérance de 10° pour ce calage. Aussi, en raison de la précision exigée, les récepteurs *N.T.S.C.* sont équipés d'un réglage manuel, dit « bouton de teinte », permettant la correction du calage du générateur de sous-porteuse et, le cas échéant — en déréglant le récepteur — la compensation des erreurs de phase différentielle de la transmission.

La sensibilité à la phase différentielle est le « talon d'Achille » du système *N.T.S.C.*, ce qui n'ôte rien de ses mérites, par ailleurs. Le système *PAL*,

que nous allons analyser maintenant, remédie en grande partie à ce défaut, tout en s'appuyant sur les principes fondamentaux qui ont été à la base de l'élaboration du *N.T.S.C.*

3. — Le système PAL (Phase Alternation Line)

Sur la base des travaux de LOUGHLIN (U.S.A.), le Dr W. BRUCH, de *Telefunken*, a mis au point et présenté, en 1963, le système *PAL*. L'originalité de ce système consiste à supprimer ou atténuer très fortement les défauts du *N.T.S.C.*, en présence d'erreurs différentielles de phase, par une inversion alternée au rythme des lignes de la phase de l'un des vecteurs de chrominance. La compensation des erreurs de phase (qui se présentent en opposition d'une ligne à l'autre) est ainsi assurée, d'une façon presque parfaite, au prix d'une certaine complication des circuits de décodage.

3-1. — *PRINCIPE DU CODAGE* PAL *CHOIX DE LA FRÉQUENCE DE SOUS-PORTEUSE*

On utilise le même type de modulation que pour le *N.T.S.C.* Deux sous-porteuses de même pulsation Ω, mais déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre, sont modulées, avec suppression de porteuse, par les signaux de différence de couleurs D'_B et D'_R (la modulation *PAL* supprime, en effet, l'inconvénient de la diaphotie entre D'_B et D'_R lorsque ceux-ci sont transmis à bandes latérales asymétriques : il n'est donc pas nécessaire de prendre les axes I et Q qui entraînent une complication du décodeur). Pendant une ligne, D'_B et D'_R sont transmis avec la même phase qu'en *N.T.S.C.*; pendant la ligne suivante D'_B conserve la même phase et D'_R est déphasé de 180° (fig. 8-18).

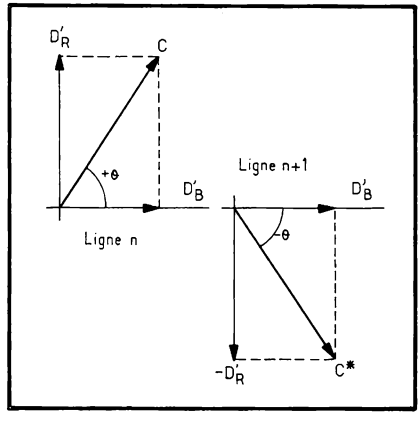


Fig. 8-18. — Principe de l'inversion alternée de la phase de modulation suivant l'axe D'_R dans le système PAL.

Donc pendant une ligne, le vecteur de chrominance $\overrightarrow{OC}$ a la phase $+\theta$; pendant la ligne suivante, le vecteur $\overrightarrow{OC^*}$, symétrique du premier par rapport à OD'_B, a la phase $-\theta$.

Par ailleurs, les caractéristiques du *N.T.S.C.* sont conservées : la phase du vecteur chrominance est liée à la teinte, son amplitude, à la saturation de la couleur transmise. Les amplitudes relatives des sous-porteuses restent les mêmes que pour le *N.T.S.C.*

La séquence d'inversion de la phase de D'_R est, en fait, un peu plus complexe que ce que nous avons indiqué : le cycle complet, de deux images, se décompose comme suit ($+\theta$ étant la phase qu'aurait le vecteur chrominance en *N.T.S.C.*) :

Trame 1 : lignes impaires : $+\theta$;
lignes paires : $-\theta$;
Trame 2 : lignes impaires : $+\theta$;
lignes paires : $-\theta$;
Trame 3 : lignes impaires : $-\theta$;
lignes paires : $+\theta$;
Trame 4 : lignes impaires : $-\theta$;
lignes paires : $+\theta$.

Lorsque le vecteur chrominance a la phase $+\theta$, l'équation du signal composite est, comme en *N.T.S.C.*,

$$E_M = E'_Y + \frac{D'_B}{2{,}03} \cos \Omega t + \frac{D'_R}{1{,}14} \cos (\Omega t + 90°).$$

Lorsque la phase du vecteur chrominance est $-\theta$, nous avons

$$E_M = E'_Y + \frac{D'_B}{2{,}03} \cos \Omega t + \frac{D'_R}{1{,}14} \cos (\Omega t - 90°).$$

Voyons le comportement de ce système en présence d'une erreur de phase différentielle. Supposons une couleur C, pour laquelle le codeur d'émission a fourni un vecteur $\overrightarrow{OC}$ pendant la ligne n et un vecteur $\overrightarrow{OC}^*$ pendant la ligne $(n+1)$ (fig. 8-19). Si les voies de transmission provoquent une rotation accidentelle de phase $+\alpha$, à l'entrée du décodeur du récepteur on aura les

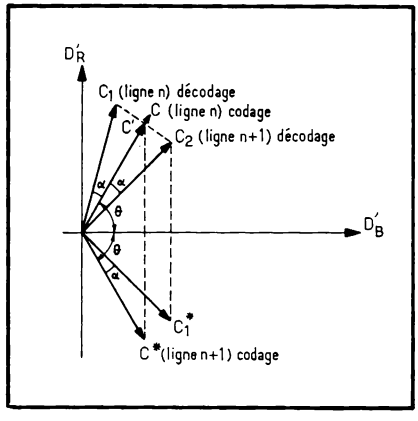


Fig. 8-19. — En effectuant la moyenne des angles des vecteurs de chrominance transmis sur deux lignes successives, on annule l'erreur de phase différentielle introduite dans la transmission.

vecteurs $\overrightarrow{OC_1}$ (ligne n), puis $\overrightarrow{OC^*}_1$ (ligne $n+1$), déphasés du même angle $+\alpha$ par rapport aux vecteurs originaux. L'inversion de 180° de la phase de la sous-porteuse régénérée, lors de la ligne $(n+1)$ fournit le vecteur $\overrightarrow{OC_2}$, symétrique de $\overrightarrow{OC^*}_1$ par rapport à D'_B.

Il est évident que $\overrightarrow{OC_1}$ et $\overrightarrow{OC_2}$ sont symétriques par rapport au vecteur $\overrightarrow{OC}$: en effet, soit $+\theta$ la phase de $\overrightarrow{OC}$,

la phase de $\overrightarrow{OC_1}$ est $\theta_1 = + \theta + \alpha$.

La phase de $\overrightarrow{OC^*_1}$ est $\theta^*_1 = - \theta + \alpha$.

Donc, celle de $\overrightarrow{OC_2}$ est $\theta_2 = + \theta - \alpha$.

En effectuant, par un procédé électronique ou autre, la moyenne entre θ_1 et θ_2, on retrouve bien l'angle θ original, c'est-à-dire la teinte de la couleur C, malgré l'erreur de phase différentielle. Remarquons que le fait d'effectuer la moyenne des informations de deux lignes successives entraîne une

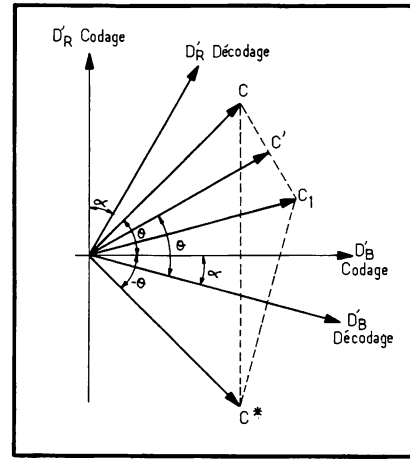


Fig. 8-20. — L'erreur de phase due à un calage défectueux du régénérateur de sous-porteuse est annulée. Le vecteur $\overrightarrow{OC'}$ résultant de la moyenne des vecteurs transmis sur deux lignes successives fait bien, avec l'axe D'_B de décodage, le même angle que le vecteur original $\overrightarrow{OC}$ avec l'axe D'_B de codage.

division par deux de la définition verticale de chrominance. Mais, de même que l'on a réduit la définition horizontale des informations de couleurs au quart de celle de luminance, on peut se permettre de réduire de moitié la définition verticale colorée, sans dégrader sensiblement la qualité subjective de l'image.

Si le vecteur $\overrightarrow{OC'}$, obtenu en effectuant la demi-somme géométrique de $\overrightarrow{OC_1}$ et $\overrightarrow{OC_2}$, a bien la même phase θ que le vecteur original OC, sa longueur (fig. 8-19) est un peu plus petite

$$OC' = OC_1 \cos \alpha = OC \cos \alpha.$$

La saturation est donc légèrement diminuée lorsqu'il y a distorsion de phase.

On obtiendrait les mêmes résultats de compensation des erreurs de phase sur deux lignes successives, en examinant les cas d'un calage défectueux de la sous-porteuse régénérée (fig. 8-20), de l'affaiblissement ou de la coupure de la bande latérale supérieure de chrominance (fig. 8-21), ou de la réception avec échos provoquant des ondulations de la réponse amplitude/fréquence. Cependant, suivant le système de démodulation retenu, ainsi que nous allons le voir, les tolérances admises pour ces différents cas varient sensiblement. Notons aussi que, dans le cas d'une coupure systématique d'une des bandes latérales de chrominance (transmission à bandes latérales asymétriques), il conviendra de prévoir à la réception un gain supplémentaire pour les fréquences du signal modulant dont l'amplitude est alors réduite (de 6 dB dans le cas de la fig. 8-21).

La synchronisation du régénérateur de sous-porteuse à la réception est assurée par l'émission, sur le palier arrière de suppression de lignes, d'une salve à la fréquence de sous-porteuse, déphasée (par rapport à D'_B) de + 135° pour les lignes de phase + θ et de — 135° pour les lignes de phase — θ.

Le choix de la fréquence de sous-porteuse ne répond plus exactement aux mêmes impératifs que le *N.T.S.C.*, puisque la phase de l'un des vecteurs de différence de couleurs (D'_R) change de ligne en ligne et que, par ailleurs, une fréquence de sous-porteuse

$$f_{sp} = (2\ k + 1)\ \frac{f_H}{2}$$

entraînerait une inversion de phase, d'une ligne à l'autre, du signal parasite, dû à la présence des informations de couleurs, sur l'écran d'un récepteur noir et blanc. Les deux inversions de phase s'annulant (celle de D'_R et celle due à la fréquence de sous-porteuse), les informations portées sur le vecteur D'_R provoqueront l'apparition de barres verticales fixes sur le récepteur noir et blanc.

Le choix s'est donc fixé sur une fréquence de compromis assurant une gêne minimale de visibilité de D'_B et D'_R, en réception achrome, grâce à un entrelacement de la structure parasite, d'une trame à l'autre, fréquence donnée par la relation

$$f_{sp} = (2\ k + 1)\ \frac{f_H}{4} + k'\ f_i,$$

soit

$$f_{sp} = 1135\ \frac{f_H}{4} + f_i.$$

En 625 lignes, 50 trames, cela nous donne

$$f_{sp} = 4\ 433\ 618{,}75\ \text{Hz}.$$

Comme en *N.T.S.C.*, la fréquence de sous-porteuse et la fréquence de lignes (ainsi que la fréquence de trames) sont ici asservies l'une à l'autre. La précision de la valeur de la fréquence de sous-porteuse, par rapport à la fréquence de lignes, doit être assurée à 10^{-6} près.

3-2. — *CIRCUITS DE CODAGE ET DE DÉCODAGE* PAL

3-2-1. — *Circuits de codage*

Le codeur *PAL* (fig. 8-22) est pratiquement identique à celui utilisé en *N.T.S.C.*, sauf en ce qui concerne l'inversion, de ligne en ligne, de la phase de la porteuse alimentant le modulateur de la voie D'_R.

Les bandes de D'_R et D'_B sont limitées toutes deux à 1,5 MHz. La salve de référence comporte une dizaine de périodes de la sous-porteuse de phase 135° (lignes de phase + θ) ou — 135° (phase — θ).

3-2-2. — *Circuits de décodage*

En système *PAL*, le décodage peut être conçu de deux façons différentes. D'une part, on peut estimer que l'œil est capable d'effectuer la synthèse de deux lignes successives, ce qui simplifie les circuits du décodeur : c'est une solution valable lorsque les distorsions de phase sont minimes, c'est-à-dire lorsque les vecteurs $\overrightarrow{OC_1}$ et $\overrightarrow{OC_2}$ (fig. 8-19) ne sont pas trop écartés. D'autre

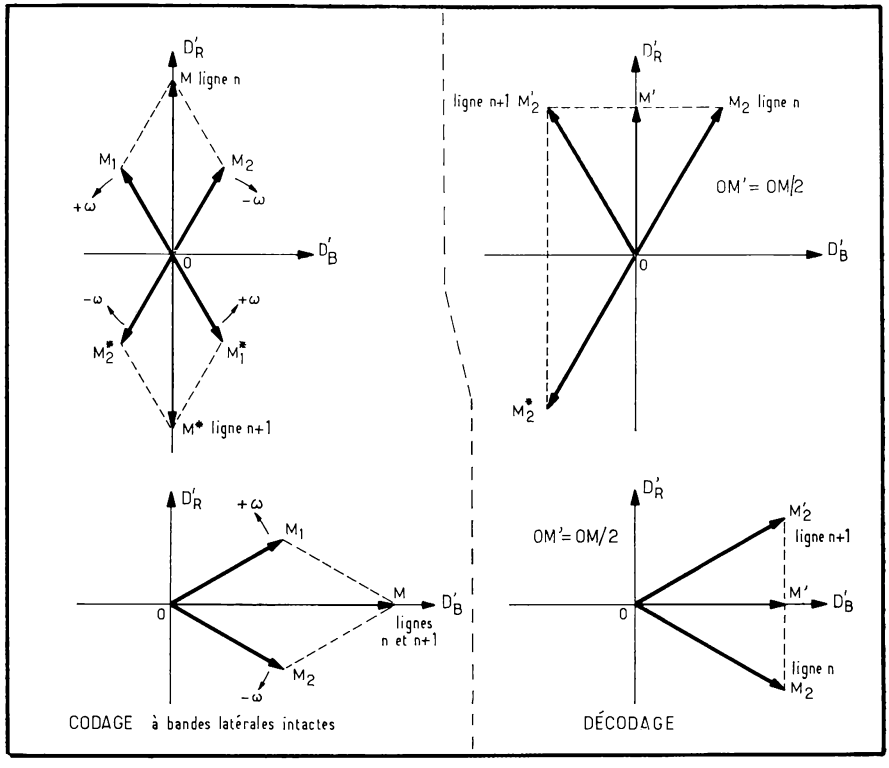


Fig. 8-21. — La suppression de la bande latérale supérieure de modulation (vecteur OM_1) ne provoque pas d'erreur de phase, mais réduit de moitié l'amplitude du vecteur résultant de la moyenne faite sur deux lignes successives.

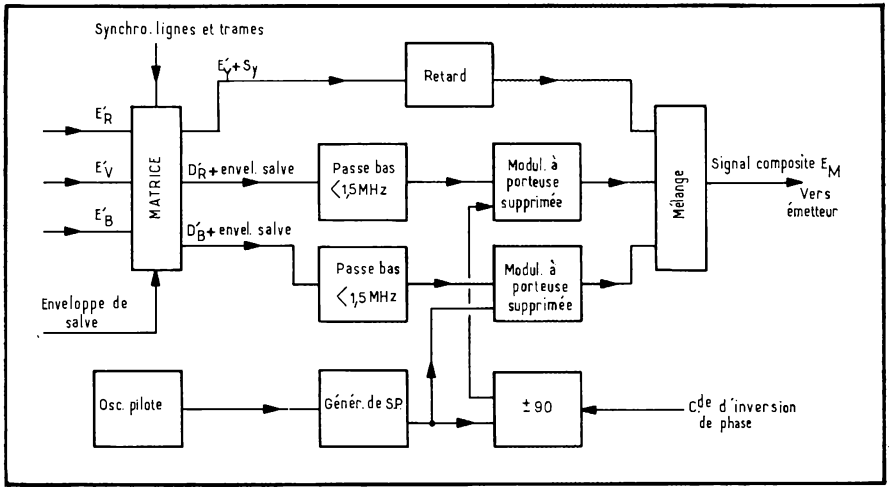


Fig. 8-22. — Synoptique des circuits de codage en système PAL.

part on peut confier à des circuits électroniques le soin d'effectuer la moyenne des informations transmises sur deux lignes successives. La première solution, dénommée « décodage *PAL* simple », n'est guère plus avantageuse que le *N.T.S.C.* Par contre, la deuxième solution, appelée « décodage *PAL-DL* » parce qu'elle utilise une ligne à retard (*delay-line*), présente des performances nettement supérieures.

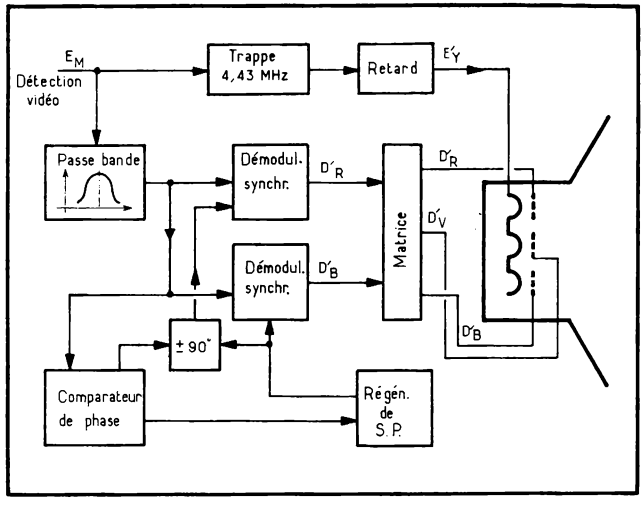


Fig. 8-23. — Synoptique des circuits de décodage dans le cas du PAL simple.

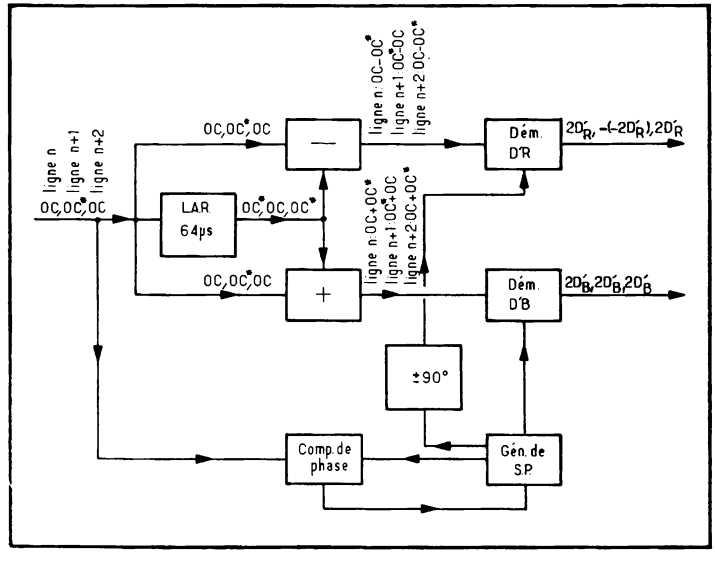


Fig. 8-24. — Synoptique d'un décodeur PAL - DL.

Décodage PAL simple. — Le circuit décodeur *PAL* simple est très comparable à celui utilisé en *N.T.S.C.*, la seule différence consistant en la commande de l'inversion de phase, alternée de ligne en ligne, du signal de sous-porteuse régénérée envoyé au démodulateur D'_B. Cette alternance des inversions $+90°$, $-90°$ est assurée par un comparateur détectant la phase des

salves de synchronisation de couleur (+ 135° pour les lignes de phase + θ, — 135° pour celles de phase — θ) (fig. 8-23).

Du fait que, en cas de distorsion de phase, l'œil doit intégrer les teintes différentes obtenues sur deux lignes successives (fig. 8-19 à 8-21), on ne peut dépasser des erreurs supérieures à ± 15° (comme en *N.T.S.C.*) sous peine de percevoir un scintillement dû aux écarts de teintes d'une ligne à l'autre. De plus, le nombre de lignes d'une image étant impair, si dans la ligne *n* d'une image donnée c'est la teinte correspondant au vecteur C_1 qui est reproduite, dans la ligne *n* de l'image suivante ce sera la teinte correspondant au vecteur C_2 qui le sera (fig. 8-19). Il y aura donc défilement de la structure scintillante, défaut appelé effet de « persienne ». Enfin, toujours pour des

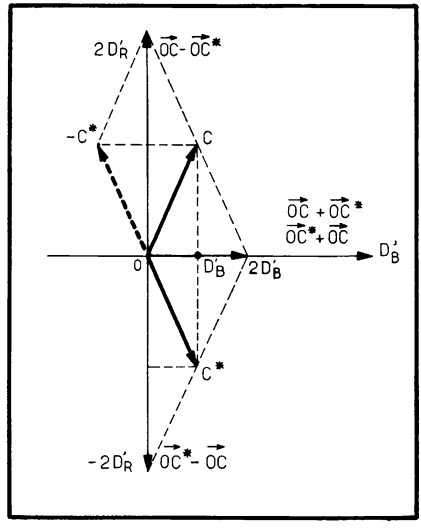


Fig. 8-25. — Représentation vectorielle des tensions obtenues, pour deux lignes successives, à la sortie des circuits somme (2 D'_B) et différence (2 D'_R) d'un décodeur PAL-DL.

erreurs de phase dépassant 15°, les écarts de teinte d'une ligne à l'autre seront accompagnés de variations de luminance qui renforceront l'effet de scintillement. Ce dernier point est dû à l'inexactitude de la correction de gamma effectuée sur les primaires.

Décodage PAL-DL. — La moyenne des informations de couleurs des lignes de phase + θ et — θ peut être effectuée grâce à une ligne à retard de la durée d'une ligne : ainsi, pendant la ligne (*n* + 1), on dispose de l'information directe de phase — θ et de l'information retardée de phase + θ (de la ligne *n*); pendant la ligne (*n* + 2), on a l'information directe de phase + θ et l'information retardée de phase — θ (de la ligne *n* + 1); et ainsi de suite. En effectuant la somme et la différence des signaux direct et retardé pour chaque groupe de deux lignes successives, on reconstitue le vecteur original de couleur en éliminant les erreurs de phase. Précisons de nouveau que la définition chromatique verticale est alors réduite de moitié.

Le schéma synoptique d'une partie du décodeur *PAL-DL* est présenté dans la figure 8-24. C'est un décodeur *PAL* simple auquel on a adjoint une ligne à retard de la durée d'une ligne de balayage, soit 64 μs, un circuit d'addition attaquant le démodulateur D'_B et un circuit de différence attaquant le démodulateur D'_R.

Examinons le processus de décodage de ces circuits pour plusieurs lignes successives (fig. 8-24 et 8-25).

	Signal modulant	Phase	Sortie LAR	Sortie « somme »	Sortie dém. D'_B	Sortie « différence »	Phase	Sortie dém. D'_R
Ligne n — 1	$\overrightarrow{OC}$ *	— θ						
Ligne n	$\overrightarrow{OC}$	+ θ	$\overrightarrow{OC}$ *	$\overrightarrow{OC}$ + $\overrightarrow{OC}$*	2 D'_B	$\overrightarrow{OC}$ — $\overrightarrow{OC}$*	+ 90°	+ 2 D'_R
Ligne n + 1	$\overrightarrow{OC}$ *	— θ	$\overrightarrow{OC}$	$\overrightarrow{OC}$* + $\overrightarrow{OC}$	2 D'_B	$\overrightarrow{OC}$* — $\overrightarrow{OC}$	— 90°	— (— 2 D'_R) = + 2 D'_R
Ligne n + 2	$\overrightarrow{OC}$	+ θ	$\overrightarrow{OC}$ *	$\overrightarrow{OC}$ + $\overrightarrow{OC}$*	2 D'_B	$\overrightarrow{OC}$ — $\overrightarrow{OC}$*	+ 90°	+ 2 D'_R
Ligne n + 3	$\overrightarrow{OC}$ *	— θ	$\overrightarrow{OC}$	$\overrightarrow{OC}$* + $\overrightarrow{OC}$	2 D'_R	$\overrightarrow{OC}$* — $\overrightarrow{OC}$	— 90°	— (— 2 D'_R) = + 2 D'_R

LAR = ligne à retard.

A chaque ligne, nous disposons bien d'une information D'_B et d'une information D'_R, moyennes des informations transmises pendant cette ligne et pendant la ligne précédente. Il n'y a plus aucune variation parasite de la teinte (et de la luminance) d'une ligne à l'autre, donc pas de risque de scintillement ni d'effet de « persienne » comme en PAL simple, en présence de distorsions de phase.

Cependant, on a toujours désaturation pour les erreurs de phase différentielle ou pour un calage erroné du régénérateur de sous-porteuse (*cf.* fig. 8-19 et 8-20). De même, pour une coupure totale ou partielle de la bande latérale supérieure de chrominance, tout effet de diaphotie est supprimé, mais il y a affaiblissement des amplitudes des vecteurs « somme » et « différence » (fig. 8-26), qu'il faudra compenser par un gain supplémentaire pour les fréquences correspondantes, à la réception.

La précision de la ligne à retard est d'une grande importance, dans le système *PAL-DL;* en effet, un déréglage du délai de transmission de la ligne à retard (fig. 8-27) entraîne un déphasage supplémentaire entre les vecteurs OC direct et OC* retardé à l'entrée des circuits « somme » et « différence ». Ce déphasage ne peut être compensé puisque les axes de démodulation sont orientés suivant la phase fournie par la salve du signal direct. On se retrouve donc dans le même cas qu'en *PAL* simple, l'œil devant faire l'intégration sur l'écran de lignes successives de teintes différentes. Pour qu'il n'y ait pas effet de « persienne », nous avons vu que le déphasage entre deux lignes successives ne devait pas dépasser $\pm 15°$, ce qui correspond à une précision de ± 20 ns de la ligne à retard.

L'assujettissement à une telle précision pour la ligne à retard trouve toutefois sa compensation dans le fait que le circuit de *LAR* joue, parallèlement, un rôle de filtre en peigne qui améliore considérablement le comportement du système *PAL-DL* vis-à-vis de la diaphotie luminance-chrominance. Nous savons, en effet, que les raies du spectre de luminance sont séparées entre elles de la valeur de la fréquence lignes. Du fait du choix de la fréquence de la sous-porteuse, précise à 10^{-6} près, nous avons

$$f_{sp} = 1135 \frac{f_H}{4} + f_i \approx (283 + \frac{3}{4}) f_H,$$

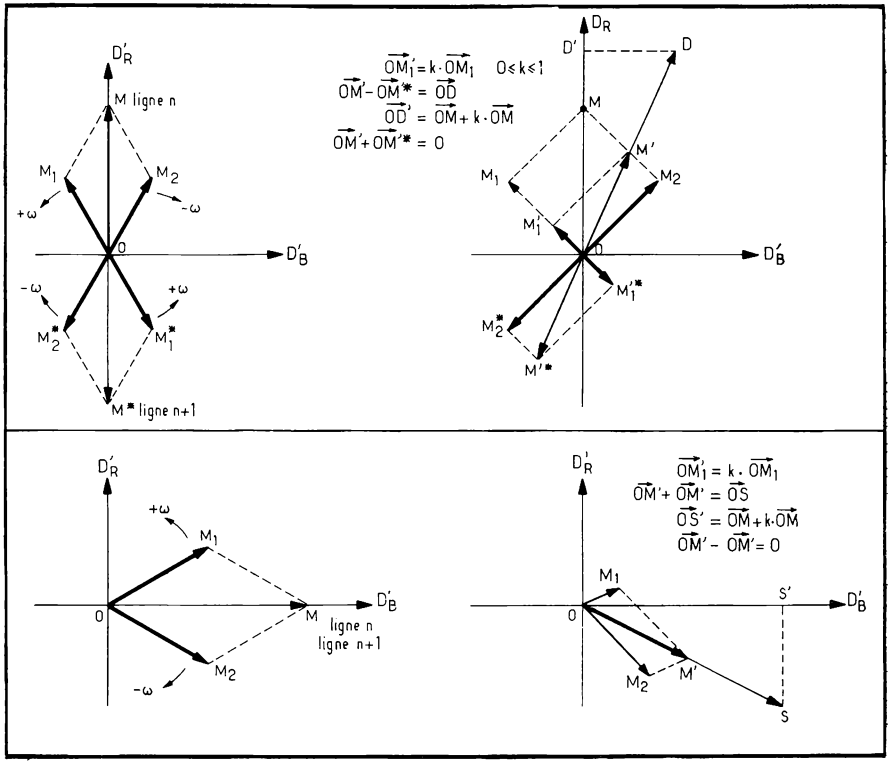


Fig. 8-26. — Une coupure partielle d'une des bandes latérales (OM_1) de modulation chrominance entraîne une diminution de l'amplitude des vecteurs « somme » et « différence ».

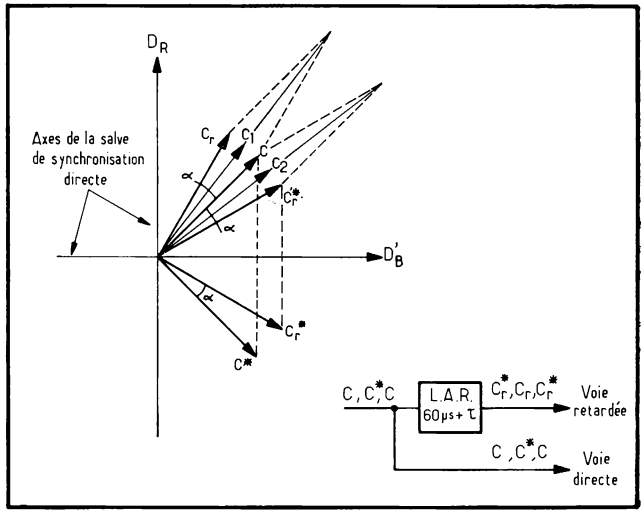


Fig. 8-27. — Le déréglage de la ligne à retard peut provoquer un déphasage important entre les vecteurs chrominance (OC_1 et OC_2) moyennes des détections effectuées deux par deux sur trois lignes successives.

en faisant abstraction de f_i; les spectres de luminance et de chrominance sont imbriqués comme l'indique la figure 8-28. De plus, les spectres de D'_B et de D'_R sont eux-mêmes imbriqués l'un dans l'autre. En effet, on peut écrire, pour le spectre de D'_B, que les fréquences des raies de la bande latérale inférieure sont

$$f_{sp} - n f_H = (283 - n)\ f_H + \frac{3}{4} f_H,$$

et celles des raies de la bande latérale supérieure :

$$f_{sp} + n f_H = (283 + n)\ f_H + \frac{3}{4} f_H.$$

Pour le spectre de D'_R dont la polarité est inversée une ligne sur deux, les raies sont situées à des multiples entiers impairs de la demi-fréquence de lignes de part et d'autre de la sous-porteuse, ce qui donne, pour les fréquences des raies de la bande latérale inférieure :

$$f_{sp} - (2p + 1)\ \frac{f_H}{2} = (283 - p)\ f_H + \frac{1}{4} f_H,$$

et pour celles des raies de la bande latérale supérieure :

$$f_{sp} + (2p + 1)\ \frac{f_H}{2} = (284 + p)\ f_H + \frac{1}{4} f_H.$$

Il en résulte une imbrication des raies des spectres de D'_B et de D'_R, décalés l'un par rapport à l'autre de la valeur de la demi-fréquence lignes.

Si nous examinons maintenant la variation de l'amplitude en fonction de la fréquence, à la sortie du circuit « somme » (fig. 8-24) du décodeur, pour un signal direct $A \cos \Omega t$ et un signal retardé $A \cos \Omega (t - \tau)$, τ étant le retard apporté par la ligne à retard, soit $\tau = 284$ périodes de la sous-porteuse, nous pouvons écrire

$$S = A \cos \Omega t + A \cos \Omega (t - \tau) = 2 A \cos \Omega (t - \tau/2) \cos \frac{\Omega \tau}{2}.$$

De même, à la sortie du circuit « différence », nous avons

$$D = A \cos \Omega t - A \cos \Omega (t - \tau) = 2 A \sin \Omega (t - \tau/2) \sin \frac{\Omega \tau}{2}.$$

Ces deux relations montrent que les amplitudes de S et de D en fonction de la fréquence, c'est-à-dire les réponses des voies D'_B et D'_R, auront la forme de demi-sinusoïdes (compte tenu des relations liant τ, f_{sp} et f_H) telles que les présente la figure 8-29, les maximums de la voie D'_B correspondant aux minimums de la voie D'_R, et inversement. Les raies de luminance sont situées aux points de croisement des deux groupes de sinusoïdes, ce qui correspond à un affaiblissement de 0,7.

On peut en tirer les conclusions suivantes :

— La séparation de D'_B et D'_R est effectuée dans les meilleures conditions, puisque les maximums des bandes passantes des circuits « somme » et « différence » correspondent bien, respectivement, aux raies de D'_B et de D'_R;

— Il n'y a pas de risque de diaphotie entre D'_B et D'_R, puisque les maximums de la courbe de réponse de la voie de l'un correspondent aux minimums de l'autre, et réciproquement;

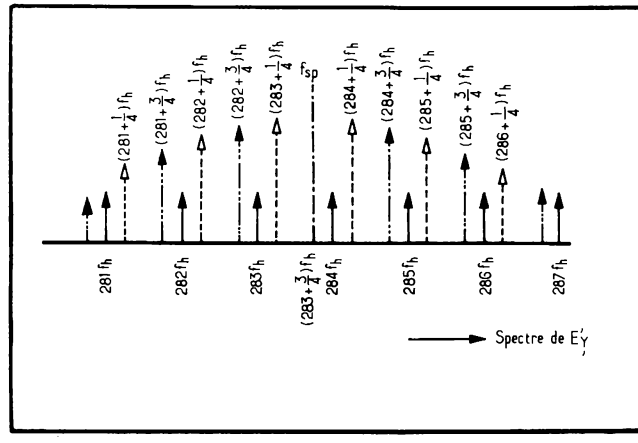


Fig. 8-28. — Imbrication des spectres de luminance et de chrominance dans le système PAL (les raies en pointillés courts correspondent au spectre de D'_R, celles en pointillés mixtes, au spectre de D'_B).

— On profite, en outre, de l'affaiblissement de 0,7, soit — 3 dB, aux fréquences correspondant aux raies de luminance, d'où l'amélioration notable du comportement vis-à-vis de la diaphotie luminance-chrominance, par rapport au *N.T.S.C.*

3-3. — *PERFORMANCES DU SYSTÈME*

Les avantages et inconvénients du système *PAL* ont été, en fait, analysés dans les paragraphes précédents, au cours de l'étude des principes de fonctionnement des décodeurs. Nous les résumerons ci-après, en reprenant les impératifs formulés au chapitre 7 et en établissant la distinction entre les décodages *PAL* simple et *PAL-DL*.

— *Compatibilité directe :* un peu moins bonne qu'en *N.T.S.C.*

— *Compatibilité inverse :* bonne, puisque D'_B et D'_R ne sont pas transmises et les circuits de décodage sont mis hors service.

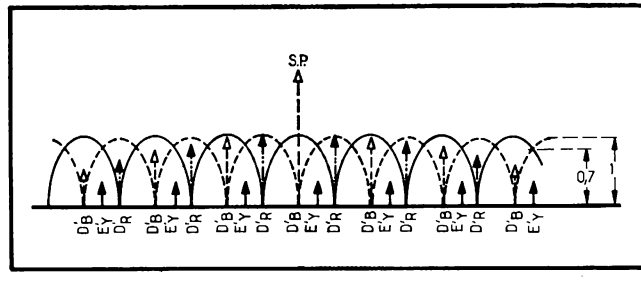


Fig. 8-29. — Effet de filtre en peigne dû à l'utilisation de la ligne à retard et des circuits associés (somme et différence) dans le PAL-DL.

— *Fidélité de restitution des transitoires colorés :* en *PAL* simple, s'il y a dissymétrie importante des bandes de chrominance, effet de « persienne » derrière les transitoires dans le sens horizontal. En *PAL-DL*, la reproduction

des transitoires dans le sens horizontal est bonne; dans le sens vertical, la teinte reproduite est fausse sur deux lignes situées après la transition, mais ce défaut est à peine perceptible (dû à la sommation et à la moyenne faites d'informations concernant deux lignes de teintes différentes).

— *Sensibilité aux bruits et aux brouilleurs :* en *PAL-DL,* meilleure protection encore qu'en *N.T.S.C. :* le signal démodulé étant double du signal transmis à un instant donné (puisque résultant de la sommation du signal direct et du signal retardé), ce sont les puissances du bruit qui sont ici doublées, ce qui correspond, en tension, à une augmentation de $\sqrt{2}$. En *N.T.S.C.,* on aurait, pour deux lignes successives, une augmentation de 2. On a donc une protection supplémentaire de 3 dB.

— *Diaphotie chromatique :* en *PAL* simple, même tolérance que le *N.T.S.C.* pour les défauts de réponse amplitude-fréquence (effet de « persienne »), et pas d'amélioration en ce qui concerne la diaphotie luminance-chrominance. En *PAL-DL,* en revanche, une beaucoup plus grande tolérance aux effets dus à des défectuosités de la réponse amplitude-fréquence (coupure ou affaiblissement des bandes latérales supérieures de chrominance, réception avec échos) : la diaphotie entre D'_R et D'_B est annulée, seule subsiste une désaturation des teintes. En cas de déréglage de la ligne à retard, le *PAL-DL* n'est plus protégé contre la diaphotie entraînée par ce défaut. Enfin, amélioration de 3 dB de la protection contre la diaphotie luminance-chrominance par rapport au *N.T.S.C.*

— *Sensibilité aux distorsions linéaires :* à peu près identique au *N.T.S.C.*

— *Sensibilité aux distorsions non linéaires :* pour le gain différentiel, la tolérance est de 30 à 40 %; pour la phase différentielle, elle est de $\pm 40°$ (contre 20° pour le *N.T.S.C.*).

CHAPITRE 9

LES SYSTÈMES SÉQUENTIELS DE TÉLÉVISION EN COULEURS : LE SECAM III b - LE SECAM IV

Les systèmes étudiés dans le chapitre précédent assurent la transmission simultanée des deux informations de chrominance (I et Q, ou R — Y et B — Y) en plus de l'information de luminance. Cette simultanéité de transmission, augmentant les risques de diaphotie de chrominance et entraînant l'obligation d'utiliser un type de modulation de la porteuse couleur sensible aux distorsions différentielles de phase, est à la base des grandes difficultés rencontrées dans l'exploitation du N.T.S.C. *Avec le* PAL-DL *ces difficultés sont éliminées grâce à la compensation, de ligne en ligne, des erreurs de phase différentielle affectant les informations de chrominance.*

Une autre solution, dont H. de FRANCE *eut l'ingénieuse idée, consiste à* séparer dans le temps les informations de chrominance, en les transmettant séquentiellement, ligne par ligne. *Ainsi évite-t-on tout risque de diaphotie couleurs. D'autre part, comme, à chaque instant, on ne transmettra qu'une seule information de chrominance, on peut choisir un type de modulation de la sous-porteuse insensible aux erreurs différentielles de phase. Tel est, très grossièrement, le principe de base du* SECAM *dont diverses versions furent étudiées et expérimentées, avant que l'on aboutisse au système* SECAM IIIb, *adopté en France et dans un grand nombre de pays, système « optimalisé », tenant compte des différents standards d'émission et des caractéristiques des voies de transmission établies pour le noir et blanc.*

1. — Réduction de la définition verticale

L'étude des caractéristiques de la vision nous a montré que la tolérance de l'œil pour la définition colorée est beaucoup plus grande qu'en vision achrome. C'est ce qui a permis aux différents systèmes de TVC d'adopter une largeur de la bande allouée aux informations de chrominance quatre fois

plus faible que celle réservée à la luminance. Cette largeur de bande détermine la définition colorée horizontale, c'est-à-dire le nombre maximal de transitions colorées pouvant être transmises sur une même ligne.

Dans les systèmes de TVC simultanés, la définition colorée verticale est identique à la définition achrome verticale, puisque dépendant, comme elle, du nombre de lignes composant l'image. Or l'œil est aussi tolérant pour les détails colorés se présentant dans le sens de la hauteur de l'image que pour ceux se présentant dans le sens de sa largeur, ou encore en oblique. Puisque l'on a admis de réduire de quatre fois la définition colorée horizontale, on peut admettre une réduction (moindre, à cause de la structure linéaire de l'image qui deviendrait trop apparente) de deux fois de la définition colorée verticale. C'est-à-dire que l'on peut, par exemple, utiliser les mêmes informations de chrominance (D_R et D_B) pour deux lignes successives d'image, en les transmettant pendant la première ligne, et en les mettant, parallèlement, en mémoire pour les restituer pendant la deuxième ligne. C'est le principe du système *SECAM IV*, système semi-séquentiel où les deux informations de chrominance ne sont transmises simultanément qu'une ligne sur deux. On peut encore ne transmettre à chaque instant qu'une seule information de chrominance en alternant, de ligne en ligne, l'information ainsi transmise : première ligne, information du rouge; deuxième ligne, information du bleu; troisième ligne, information du rouge; et ainsi de suite. C'est le principe du système *SECAM IIIb* (et de ses « prédécesseurs » *SECAM I, SECAM II*). Dans les deux cas, une mémoire (ligne à retard) assure la présence à tout instant, à la sortie du décodeur, de deux informations de chrominance (rouge et bleu), soit directes, soit retardées.

La restitution de la troisième information de chrominance, celle du vert, s'effectuera, de même que pour les systèmes simultanés, par dématriçage de Y, D_R et D_B.

2. — Conséquences générales du principe de transmission séquentielle des informations de chrominance

2-1. — *COMPORTEMENT EN PRÉSENCE DE TRANSITIONS CHROMATIQUES*

Les images couramment transmises en TVC présentent, pour la majeure partie de leur surface, des plages colorées uniformes ou variant assez progressivement, tant dans le sens horizontal que vertical. Ces plages unies ou ces lentes variations de teintes sont reproduites avec une fidélité satisfaisante par les systèmes séquentiels puisque, d'une part, tout risque de diaphotie colorée est évité, les signaux de chrominance D_R et D_B n'étant jamais transmis en même temps, et que, d'autre part, la réduction de définition colorée dans le sens horizontal — et, *a fortiori*, dans le sens vertical — reste dans les limites de tolérance de l'œil.

Lorsque l'image comporte une transition brusque de couleurs dans le sens horizontal (barre verticale), le comportement des systèmes séquentiels est identique à celui des systèmes simultanés, puisque, pour chaque ligne, au passage de la transition, les deux informations de chrominance (l'une directe, l'autre retardée) sont présentes et correctes dans la mesure où la teinte n'a pas varié d'une façon sensible d'une ligne à l'autre, sur la même verticale.

Pour les transitions de couleurs dans le sens vertical (barres ou plages

à séparation horizontale ou oblique) l'utilisation pour chaque ligne d'une information de chrominance directe (donc exacte) et d'une information retardée, transmise lors de la ligne précédente (et donc inexacte si la transition se situe précisément entre ces deux lignes) entraînera une erreur de reproduction des couleurs au niveau de la transition. Cette erreur ne se remarquerait pratiquement pas si elle se traduisait par une ligne de couleur, fausse, mais invariable d'une image à l'autre. Du fait de l'entrelacement des trames, nous allons voir que l'erreur porte en fait sur deux lignes au niveau de la transition et que les couleurs fausses ainsi produites varient à un rythme assez lent pour produire un effet de scintillement très perceptible.

Supposons une transition parfaitement horizontale (fig. 9-1) entre deux plages de couleurs C_1 et C_2 : la frontière entre ces deux plages est située entre les lignes $(n+1)$ de la trame impaire, et $(313+n+1)$ de la trame paire. Les lignes situées au-dessus de cette transition sont reproduites correctement. Voyons, trame par trame, comment sont reproduites les lignes situées au-dessous de la transition et, particulièrement, les lignes $(313+n+1)$ et $(n+2)$.

Soit D_{R1} et D_{B1}, les informations chromatiques propres à la couleur C_1, et D_{R2} et D_{B2} celles propres à C_2. Supposons qu'au début de la séquence de ligne envisagée, l'information D_{R1} est transmise, l'information D^*_{B1} étant la même que celle de la ligne précédente et fournie par la mémoire prévue à cet effet (nous désignerons par un astérisque les information retardées). Nous allons avoir, dans ces conditions :

Image 1 :

Trame 1, ligne $(n+2)$, on a les informations : D_{R2} directe et D^*_{B1} retardée, cette dernière provenant de la ligne $(n+1)$ appartenant à la plage supérieure. La couleur C_4 ainsi obtenue est fausse;

Trame 2, ligne $(313+n+1)$: D_{R2} et D^*_{B1} donnent C_4, couleur fausse;

Image 2 :

Trame 1, ligne $(n+2)$: D^*_{R1} et D_{B2} donnent C_3, autre couleur fausse;
Trame 2, ligne $(313+n+1)$: D^*_{R1} et D_{B2} donnent C_3, couleur fausse.

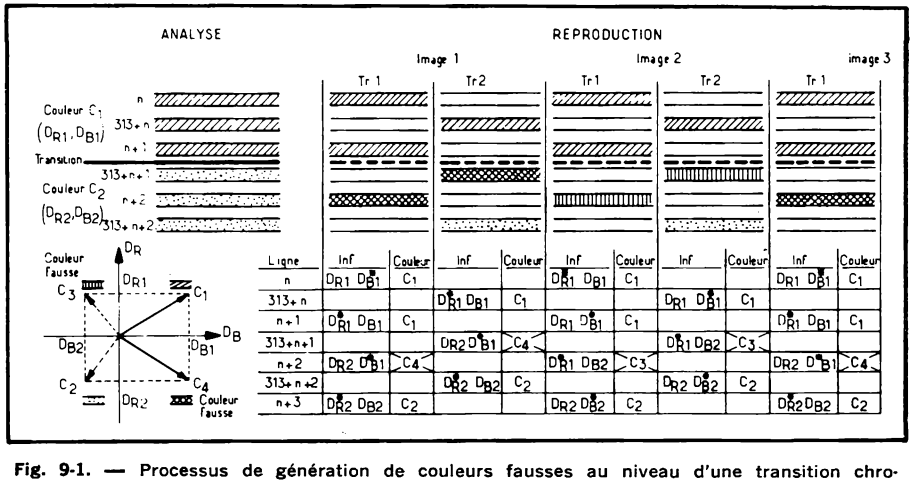


Fig. 9-1. — Processus de génération de couleurs fausses au niveau d'une transition chromatique dans le sens vertical.

La trame 1 de l'image 3 sera identique à la trame 1 de l'image 1; la période du phénomène est donc de deux images, avec alternance de couleurs fausses à la transition, C_3 ou C_4, d'une image à l'autre. Cela se traduit par une sorte de scintillement, si C_3 et C_4 sont très différentes (ce qui est le cas lorsque C_1 et C_2 le sont), auquel s'ajoute une impression de défilement vers le haut, dû à l'entrelacement des trames.

Pour une transition oblique (fig. 9-2), on observe les mêmes erreurs de reproduction de couleurs, mais seulement pour des segments de lignes. Plus la transition se rapproche de l'horizontale et plus ces segments s'allongent. L'impression obtenue est celle d'une escalade de ces segments de couleurs fausses le long de la transition.

2-2. — *INCIDENCE DU PRINCIPE DE TRANSMISSION SÉQUENTIELLE SUR LE CHOIX DU TYPE DE MODULATION DE LA SOUS-PORTEUSE*

Le fait de n'avoir qu'une seule information de chrominance à transmettre à chaque instant devrait faciliter le choix d'un type optimal de modulation de la sous-porteuse, c'est-à-dire pouvant résister aux conséquences du bruit et des distorsions de transmission et assurant une bonne protection contre la diaphotie luminance-chrominance.

Par ailleurs, la condition de compatibilité directe sera plus difficile à satisfaire avec les systèmes séquentiels qu'avec les systèmes simultanés, puisque, d'une ligne à l'autre, les informations transmises sont très différentes (D'_R, puis D'_B, puis D'_R, etc.) et qu'il sera plus délicat de maintenir l'entrelacé de points, favorable à la moindre visibilité de la sous-porteuse.

C'est en partie pour répondre d'une façon satisfaisante à la condition de compatibilité directe que le choix s'est porté, dans le *SECAM III*, sur la modulation de fréquence (avec certaines précautions supplémentaires que nous étudierons), de préférence à la modulation d'amplitude classique avec porteuse ou à la modulation d'amplitude à porteuse supprimée.

En effet, dans ces deux derniers cas, pour les teintes présentant une trop grande différence d'amplitude entre D'_R et D'_B, et, en particulier, lorsque l'amplitude de l'une des informations de chrominance entraîne la quasi-suppression de la sous-porteuse pendant une ligne et que l'amplitude de l'autre information rend la sous-porteuse maximale pendant l'autre ligne, un effet de « persienne » se manifeste avec surillumination d'une ligne sur deux et avec apparition de bandes verticales dues à la disparition de l'entre-

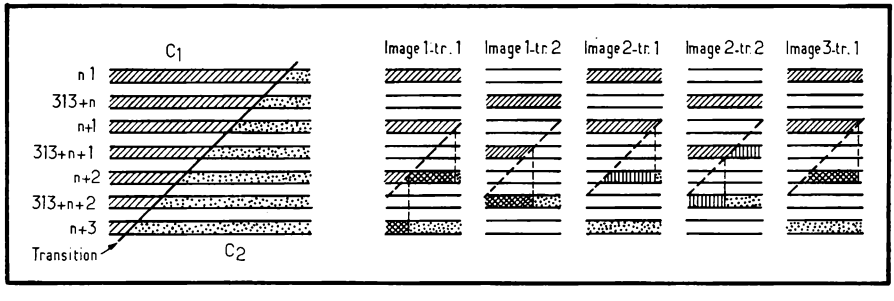


Fig. 9-2. — Apparition de couleurs fausses sur des petits segments de lignes le long d'une transition chromatique oblique (les couleurs fausses sont repérées comme dans la figure 9-1).

lacé de points. Il faut donc choisir un procédé de modulation assurant un niveau constant de la sous-porteuse, de ligne en ligne. A priori, la modulation de fréquence répond à cette condition puisqu'elle ne se traduit par aucune variation d'amplitude, quelles que soient les amplitudes des signaux modulants.

Rappelons brièvement les principes de la modulation de fréquence. Soit l'expression de l'onde porteuse

$$e = \mathrm{E} \sin (\omega t + \varphi).$$

Si le signal modulant agit sur E, nous avons la modulation d'amplitude.
Si le signal modulant agit sur ω, nous avons la modulation de fréquence.
Si le signal modulant agit sur φ, nous avons la modulation de phase.

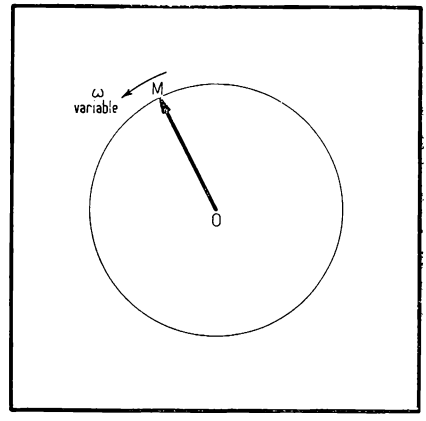


Fig. 9-3. — Vecteur tournant à module constant et à vitesse angulaire variable illustrant le principe de la modulation de fréquence.

Autrement dit, en modulation de fréquence, la *fréquence instantanée de l'onde modulée* sera fonction de l'*amplitude du signal modulant*. Soit A l'amplitude maximale de ce dernier, a son amplitude instantanée, f_0 la fréquence de repos de l'onde porteuse en l'absence de modulation, f_i sa fréquence instantanée (pour un signal modulant d'amplitude a). Nous avons

$$f_i - f_0 = k \frac{a}{\mathrm{A}}.$$

Pour une amplitude instantanée a, égale à l'amplitude maximale A du signal modulant, nous avons

$$f_i - f_0 = k \times 1 = \Delta f,$$

Δf étant l'*excursion maximale* de dérive de la fréquence de l'onde porteuse.

A toutes valeurs de a inférieures à A correspondra une fréquence instantanée de l'onde porteuse comprise entre

$$f_0 + \Delta f \text{ et } f_0 - \Delta f,$$

ou encore une dérive de fréquence

$$\delta f = \frac{a}{\mathrm{A}} \Delta f$$

positive ou négative suivant le signe de a.

Le signal modulant n'agit pas sur l'amplitude de l'onde porteuse.

La représentation vectorielle de la modulation de fréquence peut être celle de la figure 9-3 : un vecteur $\overrightarrow{OM}$, de longueur constante, tournant avec une vitesse variable ω. En l'absence de modulation, ce vecteur tourne à la vitesse constante ω_0.

Comme l'amplitude de l'onde porteuse modulée en fréquence reste fixe (en principe, car des effets de « fading » peuvent se produire), la simple détection par diode, du type de celle utilisée en modulation d'amplitude, n'aurait pour résultante qu'une tension continue. On doit donc utiliser un circuit transformant la modulation de fréquence en modulation d'amplitude, tel que celui représenté dans la figure 9-4. Le fonctionnement de ce circuit, dénommé discriminateur, est le suivant (fig. 9-5) : l'ensemble L_1-C_1 est accordé sur la fréquence de repos f_0 de l'onde porteuse, ainsi que L_2-C_2. Lorsqu'un signal de fréquence f_0 et d'amplitude V_1 est appliqué aux bornes de L_1-C_1, il y détermine un courant I_1 en retard de $\pi/2$ sur V_1; le flux induit dans L_2-C_2 par I_1 y détermine un courant I_2, en retard de $\pi/2$ sur I_1. Entre la prise médiane et les extrémités de L_2 apparaissent des tensions V_A et V_B, décalées de $\pi/2$ sur I_2. En définitive, on obtient les tensions W_A et W_B, résultantes respectives de l'addition de V_1 (par C_3) et de V_A, de V_1 et de V_B. Les composantes de détection, en A et B, mises en opposition, ont une résultante nulle en C, puisque W_A et W_B sont d'amplitudes égales lorsque la fréquence du signal d'entrée est f_0.

Si ce signal a une fréquence $(f_0 + \delta f)$ supérieure à la fréquence de repos, I_2 est décalé de plus de 90° sur I_1, et les résultantes W_A et W_B ne sont plus de même amplitude ($W_A > W_B$). On recueille en C une tension positive proportionnelle à δf.

De même, si le signal d'entrée a une fréquence $(f_0 - \delta f)$, on recueille en C une tension négative proportionnelle à δf.

La courbe de réponse amplitude-fréquence d'un tel circuit a l'allure indiquée dans la figure 9-6.

Notons qu'il est important que le signal d'entrée ait une amplitude V_1 constante. Dans le cas contraire, les amplitudes de W_A et W_B varieraient également et introduiraient une composante parasite de démodulation. Aussi fait-on précéder le discriminateur d'un circuit limiteur assurant la constance du signal d'attaque (à condition que l'amplitude de ce dernier ne devienne pas inférieure au seuil du limiteur).

2-3. — *COMPORTEMENT EN PRÉSENCE DE BRUIT OU DE BROUILLEURS D'UN SYSTÈME A MODULATION DE FRÉQUENCE*

L'utilisation d'un limiteur dans les circuits de démodulation du récepteur, dans un système à modulation de fréquence, met ce dernier à l'abri de toute modulation parasite d'amplitude due au bruit de transmission ou à la présence d'un signal brouilleur.

Mais ces mêmes signaux parasites peuvent avoir une influence sur la phase instantanée de l'onde porteuse, ce qui revient à dire qu'ils peuvent provoquer une modulation parasite de fréquence, que le discriminateur du récepteur transformera en modulation d'amplitude et qui sera donc détectée au même titre que le signal utile.

Vectoriellement, l'influence d'un signal parasite sur la phase instantanée de l'onde porteuse peut être représentée comme indiqué dans les figures 9-7 et 9-8, suivant que l'amplitude du signal parasite MB est beaucoup plus petite ou du même ordre de grandeur que l'amplitude de la porteuse OM, ω et $\omega \pm \beta$ étant, respectivement, les pulsations instantanées des vecteurs OM et MB.

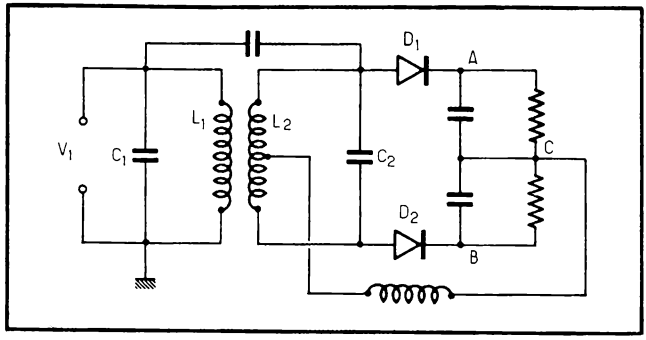


Fig. 9-4. — Schéma classique d'un discriminateur utilisé pour la démodulation F.M.

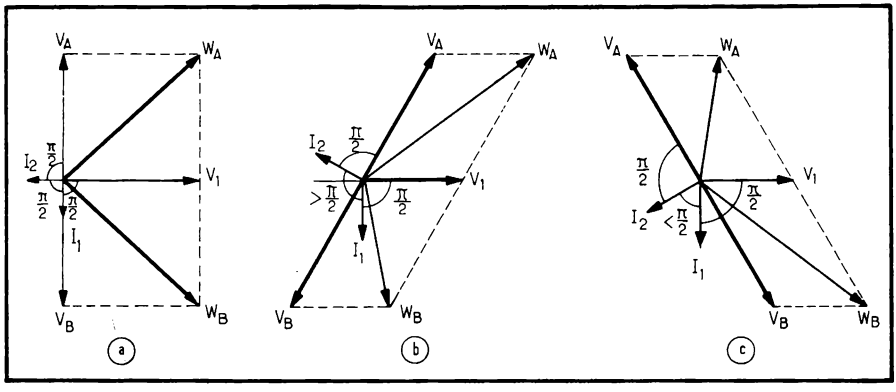


Fig. 9-5. — Représentation vectorielle du fonctionnement du discriminateur de la figure 9-4.

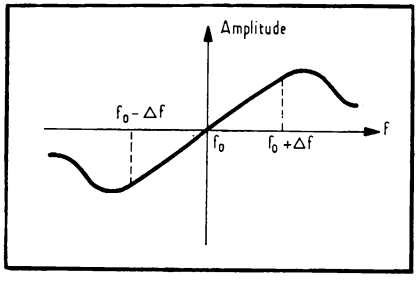


Fig. 9-6, ci-dessus. — Caractéristique tension démodulée / fréquence d'un discriminateur F.M.

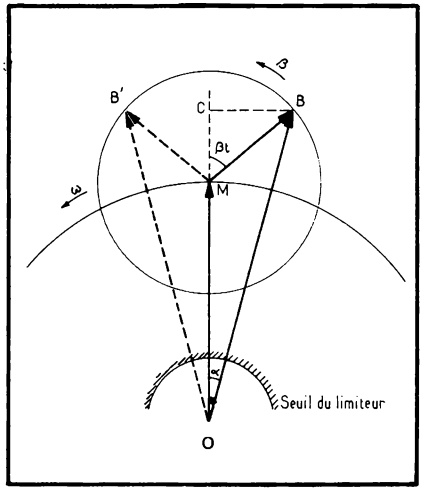


Fig. 9-7, ci-contre. — Représentation vectorielle de l'influence d'un signal parasite MB sur la phase de l'onde résultante OB.

Plusieurs cas peuvent être envisagés :

1. — $\overrightarrow{MB} \ll \overrightarrow{OM}$

Dans ce cas, l'amplitude du vecteur résultant $\overrightarrow{OB}$ est toujours supérieure au seuil du limiteur;

— Si $\beta = 0$, le vecteur $\overrightarrow{OB}$ tourne avec la même vitesse angulaire que $\overrightarrow{OM}$; il n'y a donc aucune influence parasite, puisque la tension détectée reste proportionnelle à ω.

— Si $\beta \neq 0$, le vecteur $\overrightarrow{OB}$ balance de part et d'autre du vecteur $\overrightarrow{OM}$, et la composante parasite de variation instantanée de pulsation est détectée. Cette composante instantanée est (fig. 9-7) $\mathrm{d}\alpha/\mathrm{d}t$. Or

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{BC}{OC} = \frac{BC}{OM + MC} = \frac{MB \sin \beta t}{OM + MB \cos \beta t}.$$

Comme MB est petit devant OM et que l'angle α est suffisamment petit pour que l'on confonde sa tangente et son arc, nous avons

$$\alpha \# \frac{MB \sin \beta t}{OM},$$

$$\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t} \# \frac{MB.\beta \cos \beta t}{OM}. \qquad (1)$$

La composante parasite de variation instantanée de pulsation a pour valeur maximale (lorsque $\cos \beta t = 1$) : MB . β/OM, ce qui correspond à une dérive de fréquence de

$$\frac{MB.\beta}{2\pi.OM}$$

Après discrimination, cette dérive de fréquence $\delta f_{(bruit)}$ donnera un signal parasite d'amplitude $a_{(bruit)}$, tel que

$$\delta f_{(bruit)} = \frac{a_{(bruit)}}{A_{(utile)}}.\Delta f,$$

Δf étant l'excursion maximale et $A_{(utile)}$ l'amplitude crête de la porteuse non perturbée par le bruit. On peut donc écrire

$$\frac{MB.\beta}{2\pi.OM} = \frac{a_{(bruit)}}{A_{(utile)}}.\Delta f$$

et

$$\frac{a_{(bruit)}}{A_{(utile)}} = \frac{MB}{OM}.\frac{\beta}{2\pi.\Delta f}. \qquad (2)$$

Des relations (1) et (2) on peut tirer des conclusions importantes, dont découlent certains aménagements apportés, dans le *SECAM IIIb*, au système de modulation de fréquence de base, tel que nous l'avons défini au début de ce chapitre :

— L'influence du signal parasite croît linéairement avec l'écart $(\beta/2\pi)$ entre sa fréquence et celle de la porteuse (relation 1). Cette influence est

nulle lorsque le signal parasite a la même fréquence que la porteuse. Ce sont donc les fréquences élevées du bruit qui ont le plus d'influence;

— L'influence du signal parasite décroît linéairement avec l'amplitude de la porteuse OM (relation 1) et croît avec l'amplitude du bruit MB. On a donc intérêt à augmenter l'amplitude de la sous-porteuse, mais on est limité par le problème de la compatibilité;

— Pour $\beta/2\pi = \Delta f$ (relation 2), c'est-à-dire pour une fréquence du signal parasite égale à la fréquence de la porteuse pour l'excursion maximale, le rapport signal sur bruit est le même qu'en modulation d'amplitude :

$$\frac{a_{(bruit)}}{A_{(utile)}} = \frac{MB}{OM}.$$

Pour $\beta/2\pi < \Delta f$, il est meilleur qu'en modulation d'amplitude;
Pour $\beta/2\pi > \Delta f$, il est moins bon.
On aura donc intérêt à augmenter l'excursion de fréquence, dans les limites imposées par la largeur du canal de chrominance.

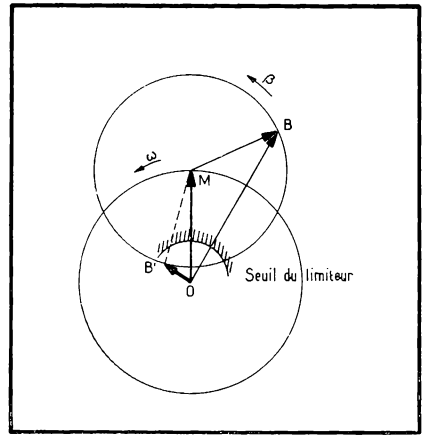


Fig. 9-8. — Si le signal parasite MB est du même ordre de grandeur que le signal utile OM, les modulations parasites d'amplitude (OB′ inférieur au seuil du limiteur) et de fréquence (balancement de OB autour de OM) deviennent prohibitives.

Enfin, la loi de croissance de l'influence du bruit en fonction de son écart en fréquence par rapport à la porteuse étant linéaire, on peut représenter graphiquement ce phénomène comme indiqué dans la figure 9-9. On peut voir que lorsque la fréquence instantanée de la porteuse est différente de la fréquence de repos f_0 (c'est-à-dire lors de la transmission d'une information de chrominance) le rapport signal/bruit (le spectre du bruit couvrant tout le canal de chrominance d'une façon uniforme) se détériore, et ce d'autant plus que la dérive δf est importante. Il faudra donc corriger cette sensibilité croissante au bruit lorsqu'une information utile de grande amplitude (couleur saturée) est transmise.

2. — *$\overrightarrow{MB}$ du même ordre de grandeur ou $>$ $\overrightarrow{OM}$*

Dans ce cas, le vecteur résultant $\overrightarrow{OB}$ peut devenir plus petit que le seuil de limitation ($\overrightarrow{OB'}$, fig. 9-8). Cela peut être le cas pour des réceptions à très

longue distance. On a alors une modulation parasite d'amplitude ($\vec{OB}$ inférieur au seuil du limiteur et pouvant même s'annuler) et une modulation parasite de fréquence importante (le « balancement » de $\vec{OB}$ de part et d'autre de $\vec{OM}$ ayant une grande amplitude), pouvant même aller, si $\vec{MB}$ est plus grand que $\vec{OM}$, jusqu'à la disparition de l'information utile, le signal parasite $\vec{MB}$ prenant la « commande » (ce sont alors les variations de β qui sont détectées) et le signal utile $\vec{OM}$ devenant alors « signal parasite » de $\vec{MB}$.

On en tire la conclusion qu'il importe de maintenir la sous-porteuse $\vec{OM}$ à un niveau suffisant par rapport au signal parasite $\vec{MB}$, ce qui, nous l'avons déjà précisé, pose certains problèmes de compatibilité.

3. — Le SECAM IIIb

L'interdépendance étroite entre les différents facteurs déterminant les performances d'un système couleurs — particulièrement cruciale dans un système séquentiel et à modulation de fréquence — explique le fait que les caractéristiques de modulation et de codage du *SECAM IIIb* sont assez complexes. C'est un compromis entre les différents impératifs (compatibilité, sensibilité au bruit, à la coupure de bande, à la diaphotie luminance-chrominance) qui a dû être établi, avec l'aide d'un ordinateur, pour aboutir à la solution « optimalisée » que nous allons étudier.

3-1. — *CARACTÉRISTIQUES DE CODAGE ET DE MODULATION DU* SECAM IIIb

Rappelons les valeurs des coefficients de chromaticité des couleurs primaires, définies par la *F.C.C.* (les mêmes qu'en *N.T.S.C.* ou en *PAL*) :

Rouge : $x = 0{,}67$; $y = 0{,}33$;
Vert : $x = 0{,}21$; $y = 0{,}7$;
Bleu : $x = 0{,}14$; $y = 0{,}08$.

Le blanc de référence (blanc C de la *C.I.E.*) a pour coefficients :

$$x = 0{,}310 \text{ et } y = 0{,}316.$$

Enfin, on transmet (comme en *PAL*) le signal de luminance corrigé en gamma, c'est-à-dire

$$E'_Y = 0{,}30\ E'_R + 0{,}59\ E'_V + 0{,}11\ E'_B,$$

et les signaux de différence de couleurs :

$$D'_R = -1{,}9\ (E'_R - E'_Y);$$
$$D'_B = +1{,}5\ (E'_B - E'_Y).$$

Les coefficients numériques sont choisis pour assurer des variations extrêmes de D'_R et D'_B comprises entre $+1$ et -1. Les signes correspondent aux sens de modulation choisis, inverses pour D'_R et D'_B, afin de rendre moins visibles les défauts dus à la phase différentielle lors des transitions de couleurs. Ainsi, pour la mire de barres à 75 %, correspondant aux valeurs extrêmes de signaux pouvant être transmis, on trouve les valeurs suivantes :

Barre	E'_V	E'_R	E'_B	E'_Y	$(E'_R - E'_Y)$	$(E'_B - E'_Y)$
Blanc	1	1	1	1	0	0
Jaune	0,75	0,75	0	0,67	+ 0,08	— 0,67
Cyan	0,75	0	0,75	0,525	— 0,525	+ 0,225
Vert	0,75	0	0	0,44	— 0,44	— 0,44
Violet	0	0,75	0,75	0,31	+ 0,44	+ 0,44
Rouge	0	0,75	0	0,225	+ 0,525	— 0,225
Bleu	0	0	0,75	0,08	— 0,08	+ 0,67
Noir	0	0	0	0	0	0

La séquence de transmission des informations D'_R et D'_B est la suivante :

Image 1. — Lignes paires ..... D'_R
Lignes impaires ..... D'_B

Image 2. — Lignes paires ..... D'_B
Lignes impaires ..... D'_R

Image 3. — Lignes paires ..... D'_R
Lignes impaires ..... D'_B

Cette inversion des signaux de différence de couleurs transmis pendant les lignes paires ou impaires, toutes les images, associée à une inversion de la phase de la sous-porteuse pendant une ligne toutes les trois lignes, et, de plus, toutes les trames, rétablit un entrelacé de points diminuant la visibilité de la sous-porteuse sur les récepteurs noir et blanc.

3-1-1. — *Préaccentuation vidéo des signaux de chrominance*

Pour combattre la loi « triangulaire » du bruit en modulation de fréquence (augmentation du bruit pour les fréquences élevées, voir fig. 9-9), on utilise

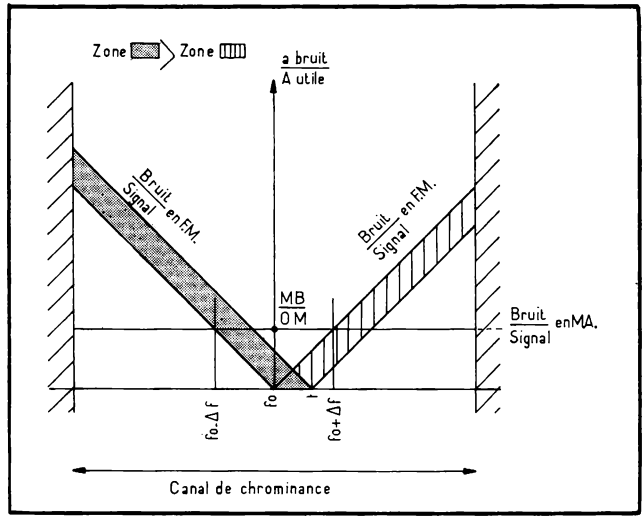


Fig. 9-9. — Loi de la croissance de l'influence du bruit en F.M. en fonction de la dérive de fréquence de la porteuse. Pour une excursion de fréquence ΔF, le rapport signal/bruit augmente avec la dérive de fréquence δf.

le même procédé qu'en radiodiffusion FM : l'accroissement des taux de modulation pour les fréquences élevées du signal utile, complémenté, à la réception, par un circuit de « désaccentuation » assurant une atténuation en fonction de la fréquence, suivant une loi inverse de celle appliquée pour la préaccentuation à l'émission (fig. 9-10). Ainsi améliore-t-on de façon très efficace le rapport signal/bruit pour les fréquences élevées, ce qui pallie, en partie, l'effet de la loi de croissance triangulaire.

Cette préaccentuation entraîne (par dérivation) l'apparition de « pointes » pour les brusques variations du signal. Pour ne pas déborder du canal attribué à la chrominance, ces pointes sont écrêtées avant modulation, ce qui provoque une certaine déformation de D'_R et D'_B pour les transitoires de grande amplitude. Ce cas (transition entre deux couleurs très saturées et très différentes) se présente, par bonheur, rarement dans la nature et peut être évité, en studio, par un choix judicieux des coloris de la décoration.

3-1-2. — *Fréquences de repos de sous-porteuse*
Loi de modulation en fréquence - Excursion maximale

Pour compenser les effets de l'écrêtage (rendu nécessaire par la préaccentuation) lors des transitoires chromatiques, on a été amené, dans le *SECAM IIIb*, à choisir, pour D'_R et D'_B, des fréquences de repos de sous-porteuses et des excursions différentes. De cette façon, l'écrêtage n'agit que sur des transitoires où les erreurs sont plus facilement tolérées par l'œil. Par ailleurs, on se protège ainsi contre les effets éventuels de coupure de bande du côté des fréquences élevées dans le cas d'utilisation dans les pays de norme G (bande vidéo coupée à 5 MHz, ce qui ne laisserait, dans le cas d'une sous-porteuse couleur centrée sur 4,43 MHz, que 0,57 MHz pour la partie supérieure du spectre chromatique).

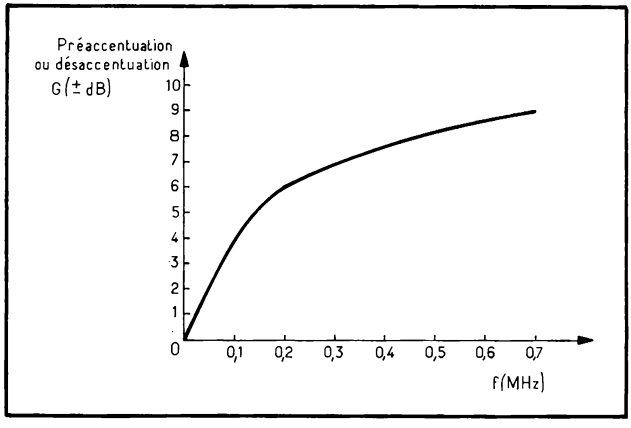


Fig. 9-10. — Courbe d'accentuation à l'émission G(+ dB), ou de désaccentuation à la réception, G(— dB), des fréquences élevées du spectre de chrominance.

Les fréquences des sous-porteuses sont liées par des relations simples à la fréquence de balayage lignes. Mais on ne peut assurer une imbrication du spectre de chrominance avec celui de luminance, comme dans le cas des systèmes à modulation d'amplitude, puisqu'en FM la fréquence instantanée est essentiellement variable. En l'occurrence, les fréquences de sous-porteuses sont des multiples pairs de f_H. Notons à ce sujet que la précision admise en *SECAM* pour les fréquences de sous-porteuse (5.10^{-4}) est plus faible que celle exigée en *PAL* (10^{-6}), ce qui peut causer des difficultés dans le cas du transcodage *SECAM-PAL*.

Compte tenu de ces impératifs, les valeurs retenues pour les fréquences de repos des sous-porteuses, en *SECAM IIIb*, pour les excursions maximales en régime établi (paliers de couleurs saturées) et pour les excursions maximales en régime transitoire (après écrêtage de D'_R et D'_B, comme indiqué plus haut) sont les suivantes, la dérive de fréquence étant proportionnelle à l'amplitude du signal modulant D'_R ou D'_B :

Pour D'_R

$$f_{oR} = 4{,}406\,25 \text{ MHz} \pm 2 \text{ kHz} \text{ (soit } 282\, f_H);$$
$$\Delta f_R = \pm 280 \text{ kHz};$$
$$\Delta_{max} f_R = + 350 \text{ kHz et } - 500 \text{ kHz}.$$

Pour D'_B

$$f_{oB} = 4{,}250\,00 \text{ MHz} \pm 2 \text{ kHz} \text{ (soit } 272\, f_H);$$
$$\Delta f_B = \pm 230 \text{ kHz};$$
$$\Delta_{max} f_B = + 500 \text{ kHz et } - 350 \text{ kHz}.$$

Dans le cas de la mire de barres à 75 % d'amplitude, on obtient les valeurs ci-après :

Barres	$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y)$	δf_R (kHz)	$D'_B = +1{,}5\,(E'_B - E'_Y)$	δf_B (kHz)
Blanc	0	0	0	0
Jaune	— 0,15	— 45	— 1	— 230
Cyan	+ 1	+ 280	+ 0,337	+ 78
Vert	+ 0,835	+ 235	— 0,66	— 152
Violet	— 0,835	— 235	+ 0,66	+ 152
Rouge	— 1	— 280	— 0,337	— 78
Bleu	+ 0,15	+ 45	+ 1	+ 230
Noir	0	0	0	0

3-1-3. — *Mise en forme et niveau des sous-porteuses*

Une protection supplémentaire contre le bruit est assurée par une « mise en forme » des sous-porteuses augmentant leur amplitude en fonction de la dérive de fréquence. Pour cela, les deux sous-porteuses modulées passent, à l'émission, dans un même circuit de correction dont la réponse amplitude/fréquence (courbe anticloche) est indiquée dans la figure 9-11. En utilisant, à la réception, un circuit de correction de réponse inverse (courbe en cloche), on améliore le rapport signal/bruit pour les valeurs élevées des excursions de fréquence, pour lesquelles (voir § 2-3 et fig. 9-9) nous avons vu que la loi « triangulaire » entraînait sa détérioration. Remarquons qu'il sera aisé de réaliser cette courbe à la réception en modelant simplement de façon adéquate la courbe de réjection de la « trappe » utilisée pour prélever la chrominance.

Le facteur de transmission du circuit de mise en forme est donné par la relation

$$A_f = \frac{1 + j.16\,F}{1 + j.1{,}26\,F},$$

avec

$$F = \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f},$$

f étant l'écart entre la fréquence instantanée de la sous-porteuse et la fréquence f_o, et $f_o = 4{,}286\,00$ MHz étant la fréquence pour laquelle A_f est maximal.

En décibels, cette relation peut s'écrire sous la forme

$$G\ (dB) = 10 \log \frac{1 + 256\ F^2}{1 + 1{,}6\ F^2}.$$

Les fréquences de repos des sous-porteuses ne sont pas symétriques par rapport au minimum de la courbe anticloche. Pour la fréquence 4,286 MHz correspondant à ce minimum, les sous-porteuses ont un niveau de 161 mV c. à c., pour 1 V c. à c. du signal vidéo composite (soit 700 mV pour le signal de luminance). Pour la mire de barres à 75 %, on relèvera, dans les mêmes conditions, les valeurs c. à c. suivantes de niveaux des sous-porteuses mises en forme, valeurs que l'on retrouvera dans la figure 9-12.

Barres	f_R (kHz)	Niveau sous-porteuse D'_R (mV)	f_B (kHz)	Niveau sous-porteuse D'_B (mV)
Blanc	0	206	0	166
Jaune	— 45	184	— 230	350
Cyan	+ 280	457	+ 78	170
Vert	+ 235	418	— 152	270
Magenta	— 235	206	+ 152	204
Rouge	— 280	242	— 78	206
Bleu	+ 45	245	+ 230	266
Noir	0	206	0	166

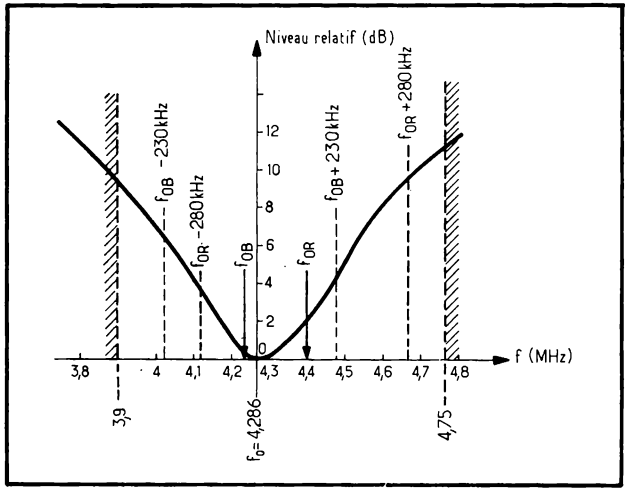


Fig. 9-11. — Courbe de mise en forme « anti-cloche » de l'amplitude des sous-porteuses en fonction de leurs fréquences instantanées.

3-1-4. — *Suppression de la sous-porteuse - Signaux d'identification*

Afin de préserver les signaux de synchronisation lignes et trames de toute modulation, on arrête la transmission des sous-porteuses pendant une durée comprise entre 5,4 et 6 μs, après le front avant du signal de suppression lignes, et pendant la durée du signal de suppression trames, sauf pendant les lignes 7 à 15 pour la première trame et 320 à 328 pour la deuxième.

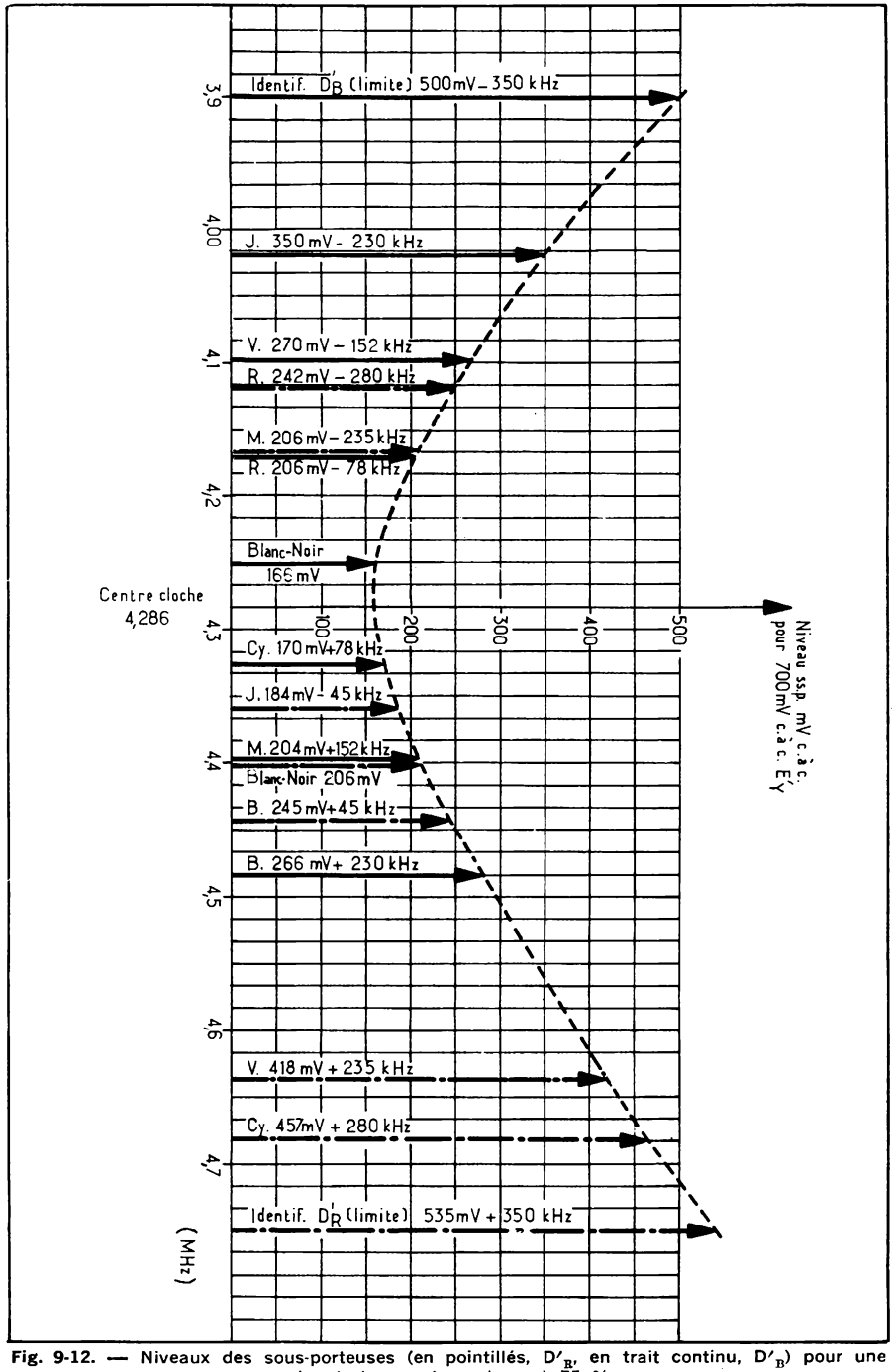


Fig. 9-12. — Niveaux des sous-porteuses (en pointillés, D'_R, en trait continu, D'_B) pour une mire de barres de couleurs à 75 %.

Le signal de sous-porteuse, à la fréquence de repos, f_{oR} ou f_{oB}, est rétabli pendant 5 μs avant la fin du palier de suppression lignes (fig. 9-13). Cette salve permet aux circuits de décodage de se replacer en fonctionnement en régime établi avant l'arrivée des informations de chrominance de la ligne suivante. Elle offre également l'avantage de fournir un niveau de référence pouvant, le cas échéant, être utilisé pour compenser des effets de dérive des discriminateurs.

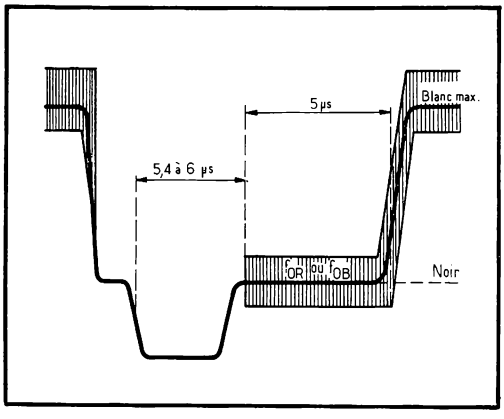


Fig. 9-13. — Une salve à la fréquence de repos de la sous-porteuse qui va être transmise à la ligne suivante est émise sur le palier arrière de suppression lignes.

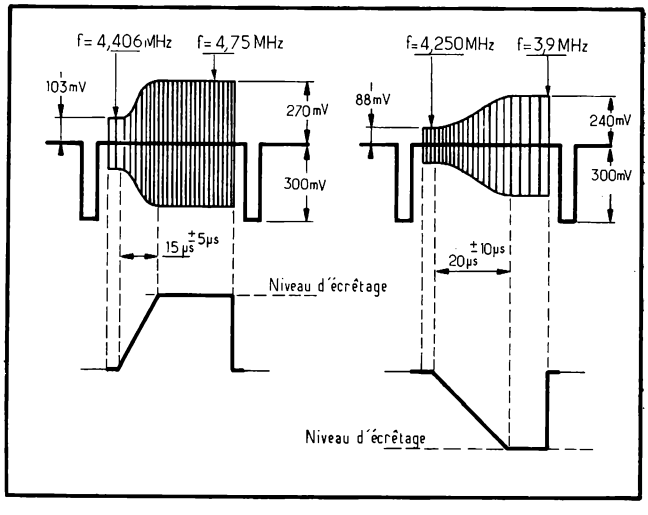


Fig. 9-14. — Formes et caractéristiques des signaux d'identification ou de synchronisation de couleur.

Pendant la suppression trames, sur les lignes 7 à 15 de la première trame et 320 à 328 de la deuxième, sont transmis des signaux dits de synchronisation de couleur, assurant la commande d'aiguillage convenable des signaux de chrominance, transmis séquentiellement, sur les voies directe ou retardée du récepteur.

Ces signaux (fig. 9-14) consistent en des salves de sous-porteuse, modulées en fréquence par les signaux suivants :

— Signal D'_R (lignes paires des trames 1 et 2, lignes impaires des trames 3 et 4) variant linéairement depuis le début de la ligne, pendant 15 μs $\pm$ 5 μs,

de 0 jusqu'à la valeur du niveau d'écrêtage (4,75 MHz), et comportant un palier à ce niveau jusqu'à la fin de la ligne;

— Signal D'_B (lignes impaires des trames 1 et 2, lignes paires des trames 3 et 4) variant linéairement depuis le début de la ligne, pendant 20 $\mu s \pm 10$ μs, de 0 jusqu'à la valeur du niveau d'écrêtage (3,90 MHz), et comportant un palier à ce niveau jusqu'à la fin de la ligne.

3-1-5. — *Signal vidéo composite pour la mire de barres*

Compte tenu des différentes caractéristiques du *SECAM IIIb* que nous venons d'étudier, et d'après lesquelles nous avons dressé plusieurs tableaux de valeurs (niveaux relatifs de E'_Y, D'_B, et D'_R, excursions de fréquence et niveaux des sous-porteuses lors de la transmission de D'_B ou D'_R) concernant la transmission de la mire de barres normalisée (blanc, jaune, cyan, vert,

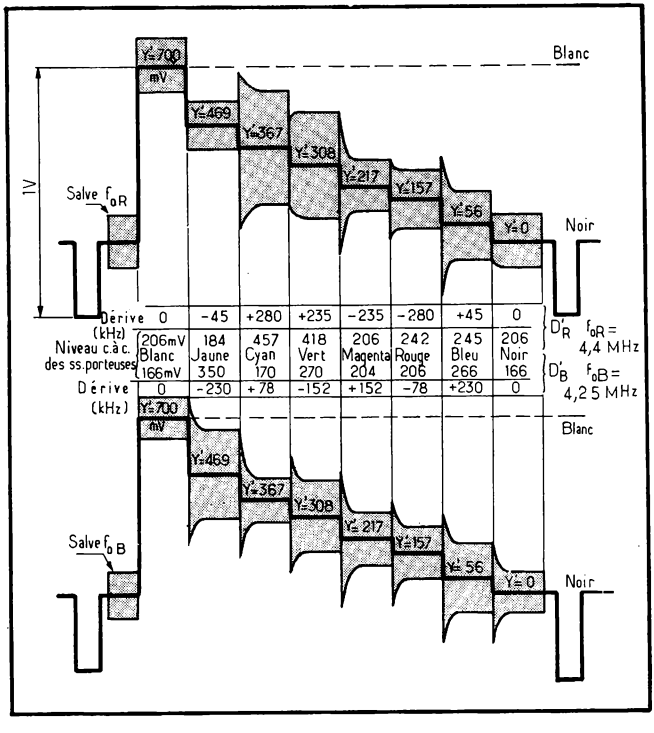


Fig. 9-15. — Allure et amplitudes que prend le signal vidéo composite lors de la transmission d'une mire de barres couleurs à 75 %, pour une ligne D'_R (en haut) et pour une ligne D'_B (en bas).

magenta, rouge, bleu, noir) à 75 %, il nous est facile de tracer l'allure théorique du signal vidéo composite, lors de la transmission de cette mire, pour une ligne D'_R et pour une ligne D'_B (fig. 9-15).

Cette figure n'appelle aucun commentaire, sauf en ce qui concerne les pointes de l'enveloppe de sous-porteuses aux transitions entre barres : lors de transitions rapides (c'est le cas pour la mire de barres) le circuit de préaccentuation vidéo provoque un bref accroissement de l'amplitude du signal modulant, d'où un grand écart instantané de la dérive de fréquence et, en raison de la courbe anticloche, une augmentation du niveau de la sous-porteuse.

3-2. — *CODAGE ET DÉCODAGE* SECAM IIIb

3-2-1. — *Circuits de codage*

Le synoptique simplifié d'un codeur *SECAM IIIb* est donné dans la figure 9-16. Après matriçage classique, on obtient E'_Y, d'une part, et D'_R et D'_B, d'autre part.

La voie de luminance, E'_Y, comporte une trappe accordée sur la fréquence centrale de la courbe en cloche de mise en forme de la sous-porteuse chrominance (4,286 MHz). On affaiblit ainsi les composantes de luminance à cette fréquence, afin de réduire les risques de diaphotie luminance-chrominance. Pour compenser les différences de temps de propagation dans les voies luminance et chrominance, dues aux différences de bande passante, le signal de luminance est retardé de 1 μs.

Dans la voie de chrominance, après la préaccentuation vidéo des signaux D'_R et D'_B, on trouve un commutateur électronique asservi à la fréquence lignes et aiguillant vers le modulateur, de ligne en ligne, l'un ou l'autre de ces signaux. Un filtre passe-bas supprime les composantes à fréquence élevée des signaux de chrominance, et un circuit écrêteur « rabote » les pointes d'amplitude dues à la préaccentuation, pour rester dans les limites d'excursion de fréquence imposées au modulateur (§ 3-1-1).

Ce dernier est donc alimenté par le signal D'_R ou D'_B, séquentiellement, qui commande son excursion de fréquence. Pendant une partie des périodes de suppression lignes (1 μs environ) il est bloqué par un signal « Arrêt-Remise en route ». Il doit ensuite se remettre à osciller avec la phase convenable, à la fréquence de repos correspondant à la ligne qui va être transmise, et, pour ce faire, il est asservi, par un système à comparateur de phase, à osciller à la fréquence convenable, dont la référence est fournie par l'un des quartz

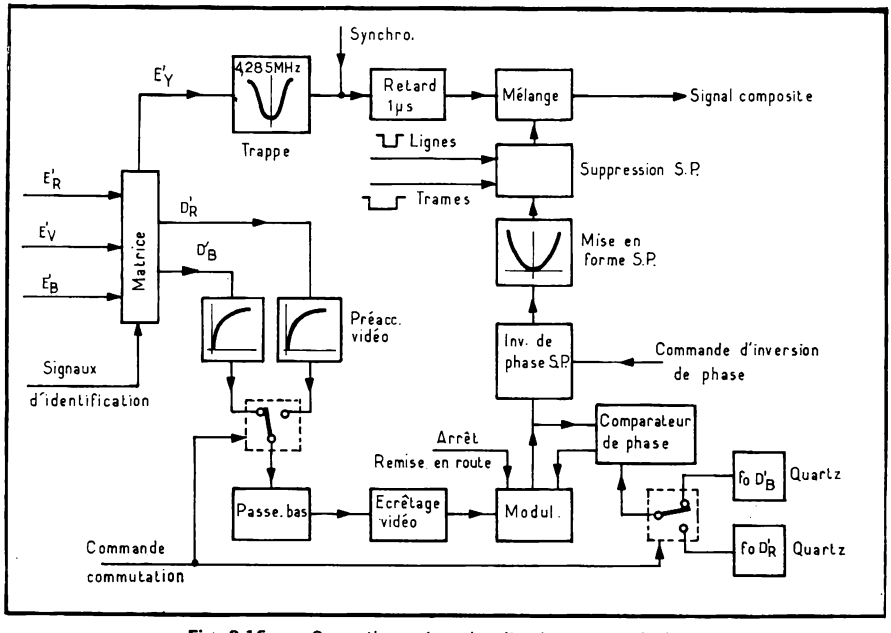


Fig. 9-16. — Synoptique des circuits de codage SECAM.

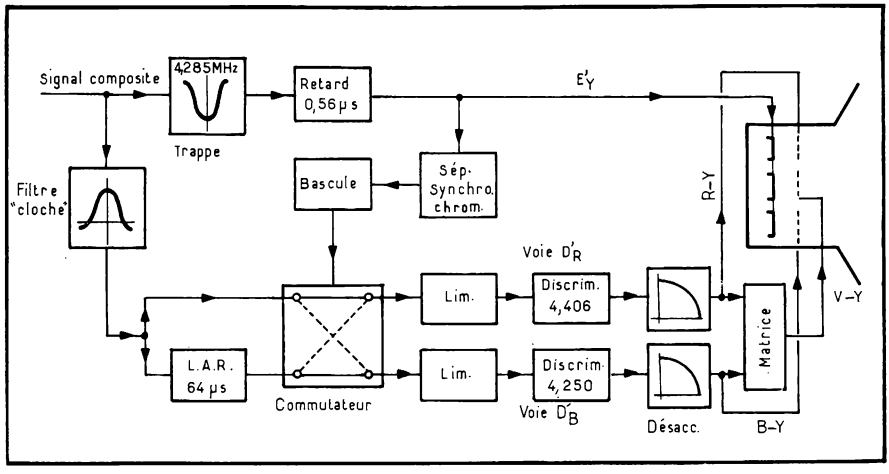


Fig. 9-17. — Synoptique simplifié des circuits de décodage SECAM.

f_0 D'_B ou f_0 D'_R. De plus, d'une ligne à l'autre, il y a un écart entre les niveaux de suppression (puisque les fréquences de repos pour D'_B et D'_R sont différentes). Cet écart est compensé par un système du type « clamp », à deux niveaux, non représenté sur notre schéma.

A la sortie du modulateur, la sous-porteuse, après inversion périodique de sa phase toutes les 3 lignes et toutes les trames, est mise en forme par un circuit à courbe de réponse en « anticloche » (§ 3-1-3), puis mélangée au signal de luminance.

Pendant la durée de 9 lignes des suppressions de trames, le modulateur est commandé par des signaux en dents de scie assurant la formation des signaux d'identification (voir § 3-1-4).

Enfin, avant mélange avec le signal de luminance, il faut supprimer la sous-porteuse pendant les débuts des périodes de suppression lignes et de suppression trames (voir § 3-1-4).

3-2-2. — *Circuits de décodage*

Les circuits de décodage seront décrits plus en détail dans le chapitre correspondant de la partie « Réception » de cet ouvrage. Nous ne donnons donc ici (fig. 9-17) qu'un synoptique très simplifié.

Dans la voie luminance, nous trouvons une trappe accordée sur la fréquence centrale de la courbe de mise en forme de la sous-porteuse de chrominance (4,286 MHz) ; on élimine ainsi les composantes « colorées » du signal vidéo composite. Le signal E'_Y est ensuite retardé de façon à assurer sa concordance de phase avec le signal de chrominance, à l'attaque du tube cathodique.

La sous-porteuse de chrominance est séparée du signal vidéo composite par un filtre jouant, en même temps, le rôle de « remise en forme » (courbe en cloche, inverse de la courbe anticloche du codeur).

Elle est ensuite envoyée par deux voies, l'une directe et l'autre retardée (*LAR* de 64 µs), à l'entrée du commutateur électronique double dont les sorties alimentent, d'une part, la voie D'_R, d'autre part la voie D'_B. La permutation des voies directe ou retardée sur les voies D'_R ou D'_B est assurée, en synchronisme avec l'émetteur, par une bascule elle-même asservie aux signaux d'identification.

Sur chacune des voies D'_R et D'_B, on trouve ensuite, classiquement, un limiteur, puis un discriminateur suivi d'un circuit de désaccentuation. Enfin, on reconstituera, par une matrice à résistances, l'information $E_V' - E'_Y$.

Le tube cathodique recevant sur ses cathodes $-E'_Y$ et sur ses wehnelts

$$E'_B - E'_Y,\ E'_R - E'_Y,\ E'_V - E'_Y,$$

sert de matrice finale assurant la reproduction, sur l'écran, de R, B, V.

3-3. — *PERFORMANCES DU SYSTÈME*

Compatibilité directe

Les différentes précautions prises dans le *SECAM IIIb* (inversion périodique de la phase de la sous-porteuse, atténuation dans le canal luminance de l'émetteur pour les fréquences de la bande chrominance, en particulier) assurent une réduction de la visibilité de la sous-porteuse (toujours présente dans ce type de modulation). Nous avons vu que la condition de compatibilité était d'autant mieux remplie que le niveau de la sous-porteuse chrominance était faible par rapport à l'amplitude NB du signal de luminance et que ses variations de ligne à ligne étaient minimes. Or, pour se protéger contre le bruit, on soumet le signal vidéo-chrominance à une préaccentuation des fréquences élevées et la sous-porteuse est mise en forme, suivant une loi de modulation d'amplitude augmentant son niveau d'autant plus que son écart par rapport à la fréquence de repos est grand. On aura donc une plus grande visibilité de la sous-porteuse sur l'écran des récepteurs NB lors de la transmission de plages de couleurs saturées, pour lesquelles δf est assez grand, et surtout lors des transitoires de chrominance (effets conjugués de la préaccentuation et de la courbe anticloche).

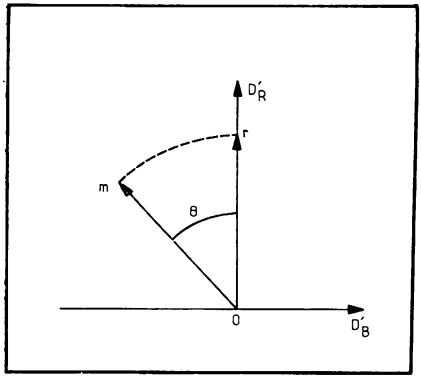


Fig. 9-18. — Dans le SECAM IV, on transmet, pendant une ligne, Om résultante d'une modulation en quadrature comme en N.T.S.C. et, pendant la ligne suivante, Or, c'est-à-dire un signal de sous-porteuse de référence, de même amplitude que Om.

Dans le cas où la transition de couleur entraîne une augmentation parasite de D'_R et D'_B, la luminance subit également une augmentation parasite d'amplitude (par effet de détection dû au gamma du tube), qui se traduit par une perte de finesse sur la transition. Dans le cas où la transition de couleur entraîne une variation beaucoup plus importante de l'un des signaux de chrominance, D'_R par exemple, par rapport à l'autre, D'_B, la surillumination d'une ligne sur deux qui en résulte provoque un effet de « persienne ».

Le calcul d'optimalisation des caractéristiques du *SECAM IIIb* a conduit à prendre un certain nombre de dispositions (décalage des sous-porteuses par rapport au centre de la courbe de mise en forme anticloche) qui minimisent

les effets que nous venons de signaler. Les erreurs relatives de luminance, proportionnelles au rapport amplitude de sous-porteuse (a)/amplitude du signal de luminance (E'_Y), auxquelles l'œil est sensible en vertu de la loi de FECHNER, sont approximativement égalisées, sauf pour le bleu et le jaune. Par ailleurs, les écarts des erreurs relatives de luminance entre D'_R et D'_B sont réduits pour les couleurs à faible coefficient de chromaticité. Le tableau suivant donne les valeurs de a/E'_Y pour les différentes barres de la mire de couleurs (en régime établi).

Barres	E'_Y	$a(D'_R)$	a/E'_Y	$a(D'_B)$	a/E'_Y
Jaune	469	92	0,2	175	0,37
Cyan	367	228	0,62	85	0,23
Vert	308	209	0,68	135	0,44
Magenta	217	103	0,47	102	0,47
Rouge	157	121	0,77	103	0,65
Bleu	56	122	2,17	133	2,37

Enfin, il faut signaler que la présence de la sous-porteuse lors de la transmission d'un noir ou d'une couleur sombre a pour effet, sur le tube récepteur achrome, de relever le niveau du noir (par détection « cut-off ») de façon sensible, et d'écraser le « gamma » pour les gris foncés.

Compatibilité inverse

Les discriminateurs du récepteur sont réglés de façon à ne délivrer aucune tension lors de la transmission, en cours d'émission en couleurs, d'une image achrome. Les fréquences des sous-porteuses sont alors, en effet, les fréquences de repos sur lesquelles sont calés les discriminateurs. Le seul signal agissant est alors E'_Y. En cas de réception d'une émission NB, les sous-porteuses ne sont pas présentes et les discriminateurs ne délivrent aucune tension; de plus, un circuit de blocage de la voie de chrominance est prévu, qui ne laisse en service que la voie de luminance, lorsque les sous-porteuses couleurs ne sont pas émises.

Restitution des plages colorées

Abstraction faite de la diaphotie chrominance-luminance, que nous étudierons plus loin, les plages colorées sont restituées correctement, puisque les deux informations de couleurs restent semblables pour toute la plage considérée et que le principe de leur transmission séquentielle n'a donc aucune conséquence.

Restitution des transitoires colorés

Nous avons étudié ce point particulier dans le paragraphe 2-1. Abstraction faite de la diaphotie chrominance-luminance, les transitions de couleurs dans le sens ligne (barre verticale) sont rendues correctement (l'influence de l'écrêtage sur les pointes dues à la préaccentuation reste peu importante). Pour les transitions de plages de couleurs à séparation horizontale ou oblique, les erreurs de couleurs sur deux lignes au-dessous de la transition et l'impression de défilement, dues au principe de transmission séquentielle, sont peu visibles à la distance normale d'observation et ne se remarquent que pour des plages de teintes très différentes (magenta et jaune-vert, par exemple).

Sensibilité au bruit et aux brouilleurs

Nous avons traité une partie de ce problème dans le paragraphe 2-3. Nous avons vu également comment on pallie les effets de la loi « triangulaire » du bruit en FM par la préaccentuation vidéo (avec désaccentuation complémentaire à la réception) et par la mise en forme de la sous-porteuse (courbe anticloche à l'émission, complémentée par une courbe en cloche à la réception). Ces dispositions améliorent efficacement la protection contre le bruit, dans la mesure où la bande chrominance est transmise dans sa totalité (voir plus loin : coupure de bande + bruit) et où l'effet de capture propre à la FM ne se manifeste pas (amplitude bruit $\geqslant$ amplitude de la sous-porteuse). En fait, lorsque ce dernier cas se présente, c'est que la réception en noir et blanc est également très défectueuse et que le bruit sur la voie luminance a atteint un niveau inadmissible (rapport signal/bruit voisin de 15 dB).

Par ailleurs, le principe de transmission séquentielle entraîne la conséquence suivante : puisque, à chaque ligne, on utilise l'une des informations de chrominance retardée de la ligne précédente, si cette ligne comportait un bruit, il est répété à la ligne suivante. La « grosseur » du bruit double donc en hauteur, d'où une visibilité plus grande.

Enfin, comme dans tous les systèmes, le principe de luminance constante n'étant pas strictement respecté, par suite de la correction de gamma, le bruit affectant la voie de chrominance a une certaine répercussion sur la voie de luminance.

Diaphotie luminance-chrominance

Le principe de transmission séquentielle des informations de chrominance élimine tout risque de diaphotie de l'une sur l'autre. La seule diaphotie possible est celle entre luminance et chrominance. En effet, le canal de chrominance étant inclus dans celui de luminance, une partie du spectre de luminance est injectée dans la voie chrominance. Cette dernière est insensible aux modulations d'amplitude parasites ainsi provoquées, sauf si les raies de luminance sont d'amplitudes plus grandes que celles de la sous-porteuse, auquel cas on a l'effet classique de capture. Les raies de luminance prennent la commande et les couleurs reproduites sur l'écran sont absolument aberrantes. Cela peut se produire pour des images présentant de fins quadrillages ou de fines rayures verticales, alternativement sombres et brillantes (colorées ou non).

Pour éliminer cet effet, il faut s'assurer que l'amplitude de la sous-porteuse aux transitions de brillance est plus grande que celle des raies de luminance incluses dans le canal chrominance. Aussi est-il prévu, dans les caractéristiques officielles du *SECAM IIIb*, « une modulation d'amplitude complémentaire de la sous-porteuse par un signal dépendant du niveau des composants du signal de luminance se trouvant dans la bande de fréquences du signal de chrominance » (voir 2e partie, « Emission », chap. 11, § 3).

Sensibilité aux distorsions linéaires

Nous envisagerons l'influence de défauts de la caractéristique amplitude/fréquence de la transmission et principalement celle de la réduction de bande, telle qu'elle se présente en norme G (spectre vidéo coupé à 5 MHz), entraînant une dissymétrie du canal de chrominance. Cette atténuation parasite des fréquences élevées de la sous-porteuse contrecarre, en partie, l'effet de la courbe anticloche. Les conséquences sur la réponse transitoire colorée sont minimes, mais la protection contre le bruit est fortement diminuée pour les couleurs provoquant une dérive positive importante de la fréquence de

sous-porteuse. L'effet de capture peut alors se manifester. On assiste au même phénomène, pour toutes les normes d'émission, si le récepteur présente un désaccord entraînant une chute rapide pour les fréquences élevées du spectre de chrominance.

En résumé, la réduction de bande ne devient néfaste qu'en présence de bruit. Différents procédés de correction peuvent être appliqués, tant à l'émission qu'à la réception (commande automatique de l'accord, correction automatique de coupure de bande).

Sensibilité aux distorsions non linéaires

Les erreurs de phase différentielle sont pratiquement sans effet sur la sous-porteuse modulée en fréquence du *SECAM IIIb*. Pour les plages colorées, la fréquence n'est, en effet, pas modifiée par ces erreurs. Pour les transitions, on peut avoir, dans certains cas (variation rapide de luminance accompagnant la transition colorée), une erreur fugitive de teinte, d'ailleurs très atténuée par la désaccentuation vidéo. De même, les erreurs de gain différentiel sont d'un effet négligeable dans le *SECAM IIIb*.

Diminution de la portée des émetteurs

Ce point est particulier aux systèmes à modulation positive et où la sous-porteuse de chrominance est présente pour les blancs. C'est le cas de la F.M. utilisée en *SECAM IIIb*. Il faut réduire la puissance de l'émetteur pour que la sous-porteuse ne soit pas écrêtée lors de la transmission du signal de luminance maximal (blanc maximal). Nous avons vu que, dans ce cas, la sous-porteuse a une amplitude de 103 mV pour D'_R et 83 mV pour D'_B, pour $E'_Y = 700$ mV, soit un rapport maximal approximatif de 1/7. L'amplitude maximale du signal de luminance transmise est donc ramenée aux 6/7 de la valeur qu'elle aurait pour une émission de même puissance globale en NB. La zone de couverture variant comme le carré de la tension de modulation (modulation à 100 %), elle est donc ramenée, dans le cas d'une émission en couleurs, à $(6/7)^2$ de sa valeur en noir et blanc, soit une diminution de 27 %, approximativement, à niveau de bruit égal.

4. — Le SECAM IV

Ce système met à profit les avantages de la modulation d'amplitude en quadrature, avec suppression de porteuse, du *N.T.S.C.* et ceux de la transmission séquentielle (avec réduction par deux de la définition verticale) du *SECAM IIIb* :

— Sur les lignes paires ($2n$), par exemple, on transmet, en supprimant la sous-porteuse, un signal modulé en quadrature par I et Q, ou par (R — Y) et (B — Y), dont la composition donne un vecteur Om d'amplitude A (fig. 9-18).

— Sur les lignes impaires ($2n + 1$), on transmet un signal r, dit de référence, constitué par la sous-porteuse à laquelle on donne une amplitude A égale à celle de Om.

Si le récepteur comporte une ligne à retard (de la durée d'une ligne) et un permutateur commandé au rythme $f_H/2$, comme en *SECAM IIIb*, on disposera en permanence d'un signal de sous-porteuse, r, servant de référence de phase, et d'un signal modulé en quadrature, m, que l'on démodulera par détection synchrone en utilisant r, d'une part, ce qui donnera D'_R (pris

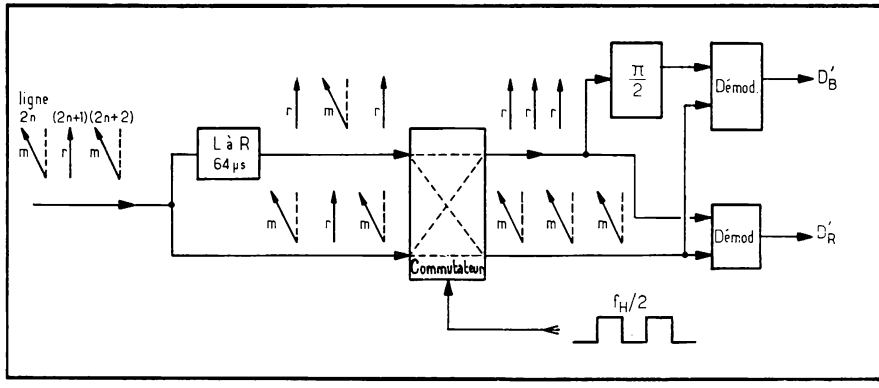


Fig. 9-19. — Principe du décodage en SECAM IV.

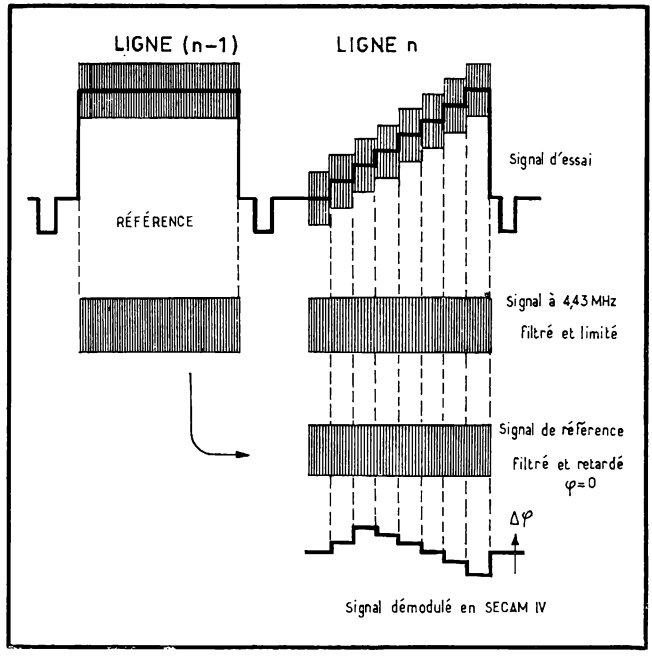


Fig. 9-20. — Utilisation du SECAM IV pour la mesure de la distorsion de phase différentielle d'une voie de transmission : après démodulation (courbe du bas) l'ampleur de la distorsion peut être directement visualisée sur l'écran d'un oscilloscope, par exemple.

comme référence de phase), et r déphasé de 90°, ce qui donnera D'_B (en quadrature avec D'_R) (fig. 9-19).

Il n'est donc plus nécessaire de régénérer la sous-porteuse à la réception. Les distorsions de phase dues à la chaîne de transmission sont sans effet, puisqu'elles affectent de la même façon le signal modulé et le signal de référence.

La ligne à retard doit avoir une précision de l'ordre de $\pm$ 10 à 12 ns, c'est-à-dire deux fois meilleure qu'en *PAL*. Par ailleurs, les démodulateurs employés seront d'un type différent de ceux utilisés en *PAL* ou *N.T.S.C.*, car le signal de référence de sous-porteuse est, ici, modulé en amplitude.

Notons une application intéressante de ce système pour la mesure des distorsions de phase différentielle dans les circuits d'émission et de transmission, valable quel que soit le système de TVC adopté, puisqu'il ne s'agit que d'un processus de mesure.

Pour mesurer la modulation de phase, dans la voie de chrominance, consécutive à la transmission d'un signal de luminance en escalier (fig. 9-20), on compare la phase d'un signal de référence, porté par la ligne $(n - 1)$, à celle du signal perturbé porté sur la ligne (n) en escalier. On applique la même méthode de détection qu'en *SECAM IV*, en retardant d'une ligne le signal de référence et en l'utilisant pour effectuer une détection synchrone du signal perturbé. Les lignes $(n - 1)$ et (n) peuvent, par exemple, être deux des lignes-tests transmises en permanence.

L'ÉMISSION

CHAPITRE 10

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES D'ÉMISSION

Dans la première partie de cet ouvrage, nous avons défini les caractéristiques des différents systèmes de télévision en noir et blanc et en couleurs. Rappelons succinctement les points par lesquels diffèrent les normes de télévision actuellement utilisées :

- *Nombre de lignes par image;*
- *Nombre de trames par seconde;*
- *Largeur de la bande vidéo et largeur du canal;*
- *Largeur de la bande latérale atténuée (bande vestigiale);*
- *Ecart porteuse son - porteuse image;*
- *Sens de modulation vidéo-luminance;*
- *Choix des informations de chrominance et du type de modulation de la sous-porteuse chrominance;*
- *Largeur de la bande attribuée à la chrominance;*
- *Valeur de la sous-porteuse chrominance;*
- *Rapport d'amplitude sous-porteuse de chrominance à signal vidéo-luminance maximal;*
- *Type de modulation de la porteuse son;*
- *Rapport de la puissance porteuse son à la puissance crête image.*

*Compte tenu de ces nombreux facteurs, la structure des émetteurs et les cahiers de charge qui leur sont imposés, en fonction de telle ou telle norme, varient sensiblement. Cependant notre propos n'étant pas, dans le cadre de cet ouvrage, de nous livrer à une étude approfondie de la partie émission d'une chaîne de télévision, nous pouvons nous contenter de dégager les principes directeurs d'émission, communs à toutes les normes de télévision. Nous nous référerons d'une façon plus précise aux normes de l'*O.R.T.F. *lorsqu'il y aura nécessité de donner un exemple d'application pratique.*

1. — Synoptique général de la partie émission d'une chaîne de télévision

Les informations à transmettre sont contenues dans le signal vidéofréquence composite, c'est-à-dire le signal de luminance, variable avec le contenu de l'image analysée et interrompu à la fin de chaque ligne et de chaque trame pour permettre l'incorporation de signaux de synchronisation de balayage. Dans le cas d'un système de télévision en couleurs, on ajoute à ce signal complexe la sous-porteuse modulée par les signaux codés de chrominance et certains signaux de synchronisation de couleurs. Ces différents signaux modulent en amplitude une porteuse H.F., amplifiée et rayonnée à bande latérale atténuée.

Parallèlement, le signal son module, en amplitude ou en fréquence, une porteuse distincte, amplifiée et rayonnée suivant les moyens classiques de la radiodiffusion.

Dans les pages qui suivent, nous analyserons, en trois chapitres, la structure de la partie émission d'une chaîne de télévision : les sources de signaux vidéo complexes (accompagnés, le cas échéant, d'informations de chrominance) ; les matériels vidéo (amplification et corrections, mélange, truquage, enregistrement) ; les circuits d'émission proprement dits.

Le synoptique de la figure 10-1 illustre de façon plus détaillée la structure que nous venons de définir.

Dans la partie « Sources de signaux V.F.C. », on voit :

1. — Les générateurs des signaux de balayage, d'effacement et de synchronisation;
2. — Les sources optiques de signaux vidéo;
3. — Les sources électroniques de signaux vidéo;
4. — Les convertisseurs de définition et transcodeurs de systèmes de TV couleurs.

Dans la partie « Matériels vidéo », on distingue :

1. — Le centre nodal de distribution des images;
2. — Equipements d'enregistrement et de reproduction;
3. — Commutation, mélange, truquage;
4. — Cars de reportage.

Enfin, la partie « Emetteur » comprend :

1. — Amplification et corrections V.F.;
2. — Oscillateur-pilote, multiplicateur de fréquence et amplificateur H.F.;
3. — Etage modulateur;
4. — Amplification H.F. modulée;
5. — Liaison à l'antenne d'émission.

Nous laisserons de côté l'étude de l'émetteur son (modulé en amplitude ou en fréquence) dont la constitution classique n'appelle aucun commentaire dans le cadre de cet ouvrage consacré à la technique de télévision. Signalons, toutefois, qu'un diplexeur assure le mélange et le rayonnement, par une antenne unique, des porteuses son et image.

2. — Cahier de charges d'un émetteur TV

Pour donner au lecteur une idée des impératifs auxquels doit répondre un émetteur TV, nous résumons ci-après le cahier des charges exigé par

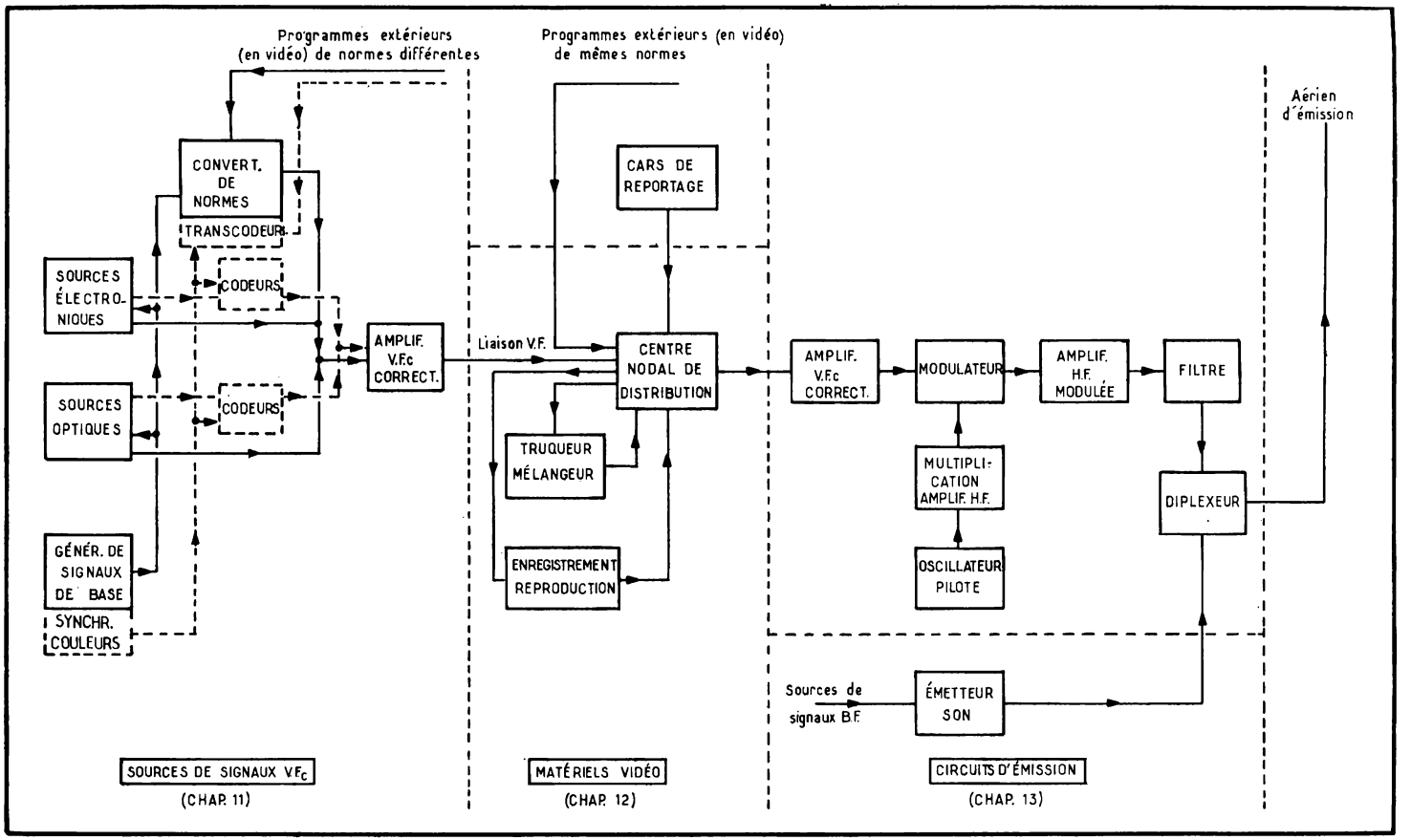


Fig. 10-1. — Synoptique général de la partie émission d'une chaîne de télévision. Les pavés délimités par des pointillés ainsi que les liaisons correspondantes concernent les organes propres à une émission en TV couleurs.

l'*O.R.T.F.* Ces spécifications comportent un certain nombre de « gabarits » dans lesquels doivent s'inscrire les courbes de réponse correspondantes des circuits d'émission.

Niveau vidéo d'entrée

L'amplitude maximale du signal vidéo d'entrée, pour une modulation maximale de l'émetteur, est de 1 V crête à crête, avec 0,3 V pour le signal de synchronisation et 0,7 V pour le signal de luminance. L'impédance d'entrée est de 75 Ω.

Puissance

La puissance de l'émetteur image est définie comme étant la puissance crête de l'émetteur (les conditions énumérées ci-après étant satisfaites), mesurée à la sortie du filtre d'atténuation de la bande latérale ou du filtre diplexeur (impédance, en principe, de 50 Ω).

Suppression de la porteuse

Pendant la durée des signaux de synchronisation, l'amplitude de la porteuse H.F. ne doit pas excéder 2,5 % de son amplitude crête. D'autre part, le niveau de suppression (infranoir) doit être stable à $\pm$ 2 % de l'amplitude totale, quel que soit le contenu de l'image.

Signaux de synchronisation

La transmission correcte des signaux de synchronisation sera vérifiée, en particulier, par la mesure du temps d'établissement des fronts :

— Pour des signaux de synchronisation appliqués à l'entrée, ayant un temps d'établissement de 100 $\pm$ 10 ns en 819 lignes et 200 $\pm$ 10 ns en 625 lignes, le temps d'établissement du front avant du signal de synchronisation démodulé devra être égal à 120 + 20 ns en 819 lignes et 220 + 20 ns en 625 lignes, avec un taux de suroscillation inférieur à 5 %.

Dans les mêmes conditions, le temps d'établissement du front arrière sera inférieur à 200 ns en 819 lignes et 300 ns en 625 lignes, avec un taux de suroscillation inférieur à 5 %.

Réponse en amplitude

On appliquera, à l'entrée de l'émetteur, un signal composé de 3 lignes blanches ou noires et d'une ligne avec modulation en dents de scie de 0,6 V et modulation sinusoïdale superposée de 0,1 V à fréquence variable entre 100 kHz et 10 MHz (fig. 10-2).

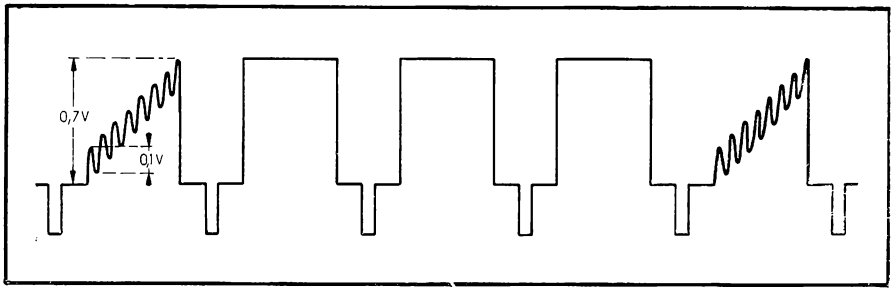


Fig. 10-2. — Signal-test pour le contrôle de la réponse en amplitude.

Après filtrage éliminant les fréquences basses, le signal démodulé, examiné sur un oscilloscope à balayage déclenché (fréquence lignes), devra répondre aux caractéristiques suivantes : le rapport de l'amplitude minimale de la sinusoïde, le long de la ligne, à l'amplitude maximale, sera au moins égal à 0,85, la fréquence de la sinusoïde étant quelconque entre 100 kHz et 10 MHz, en 819 lignes.

Réponse aux fréquences basses

On appliquera, à l'entrée de l'émetteur, des signaux carrés à 50 Hz, d'amplitude allant du niveau de suppression au blanc. Le signal démodulé, examiné à l'oscilloscope, ne devra pas présenter une déclivité de palier supérieure à 3 % de l'amplitude totale (fig. 10-3).

Réponse aux fréquences élevées

On appliquera, à l'entrée de l'émetteur, un signal vidéo composite comprenant les signaux de synchronisation, un gris uniforme de 0,35 V et une sinusoïde vobulée de 500 kHz à 10 MHz, d'amplitude constante.

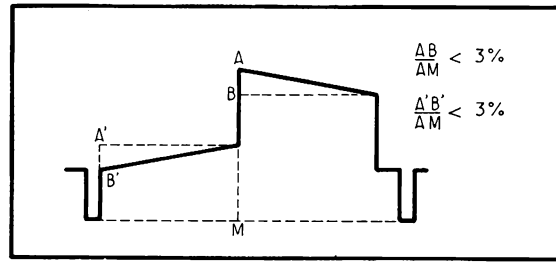


Fig. 10-3. — Allure du signal démodulé (signal rectangulaire à l'émission) lors du contrôle de la réponse aux fréquences basses.

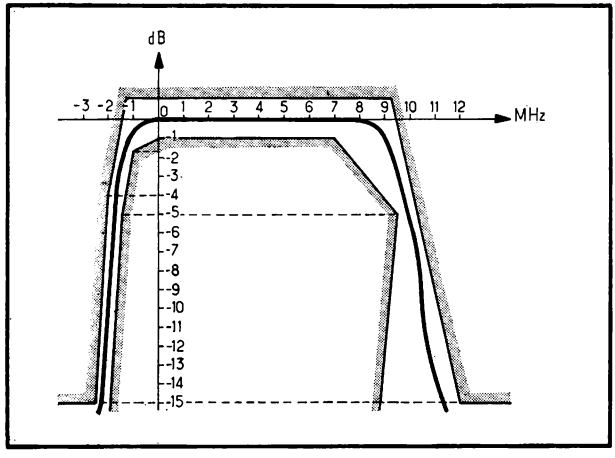


Fig. 10-4. — Gabarit pour le contrôle de la réponse en fréquence en 819 lignes.

La réponse en fréquence, contrôlée à l'aide d'un analyseur de spectre (appareil donnant, sur un écran oscilloscopique, la composition spectrale de l'émetteur en séparant, de part et d'autre de la porteuse image, les bandes latérales de modulation), devra se placer à l'intérieur des gabarits de la figure 10-4 pour le 819 lignes et de la figure 10-5 pour le 625 lignes.

La courbe de réponse doit être dans les limites du gabarit lorsque le taux de modulation passe de 0 % à 100 % (de l'intervalle noir-blanc).

Relevé à l'aide d'un démodulateur de mesure, le niveau du signal démodulé en fonction de la fréquence devra, d'autre part, être contenu dans les gabarits de la figure 10-6 pour le 819 lignes et de la figure 10-7 pour le 625 lignes.

Réponse transitoire

L'émetteur sera modulé par un signal rectangulaire consistant en une transition brusque entre une large plage noire d'amplitude 0,1 V et une large plage blanche d'amplitude 0,6 V. Ce signal doit avoir un taux de suroscillation nul et un temps d'établissement de 50 $\pm$ 5 ns en 819 lignes, et de 80 $\pm$ 5 ns en 625 lignes (fig. 10-8 et 10-9).

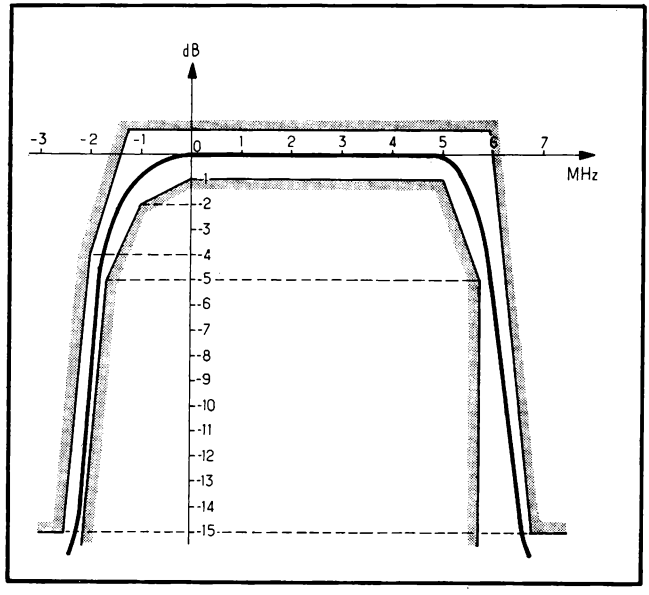


Fig. 10-5. — Gabarit pour le contrôle de la réponse en fréquence en 625 lignes.

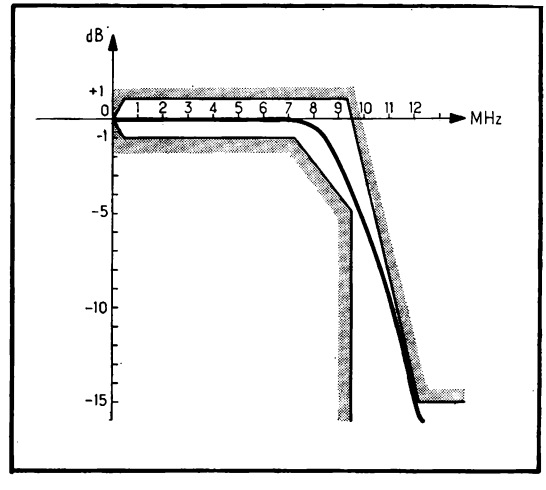


Fig. 10-6. — Gabarit pour le contrôle du niveau du signal démodulé en fonction de la fréquence, en 819 lignes.

Niveau du bruit de fond

La valeur efficace du bruit erratique continu (souffle) sera inférieure de 50 dB à l'amplitude crête à crête maximale du signal de luminance.

L'amplitude crête à crête des parasites à fréquence basse (en dessous de 1 kHz), en particulier du ronflement dû à l'alimentation, sera inférieure de 40 dB à l'amplitude crête à crête maximale du signal de luminance.

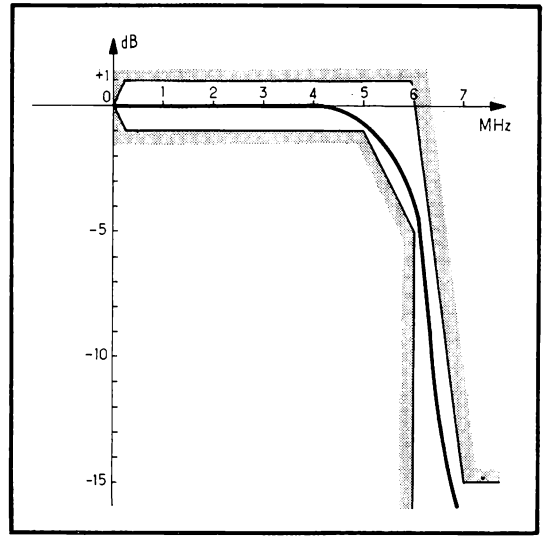


Fig. 10-7. — Gabarit pour le contrôle du niveau du signal démodulé en fonction de la fréquence, en 625 lignes.

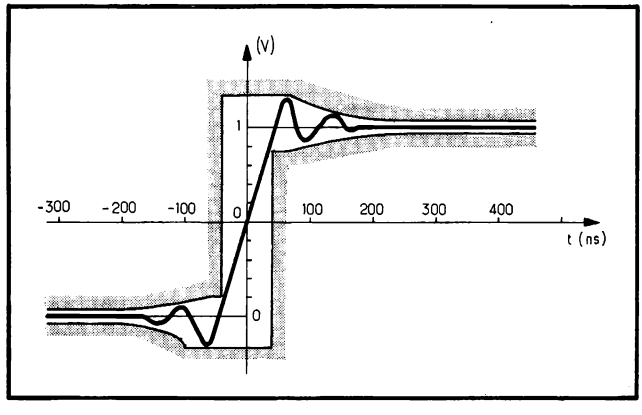


Fig. 10-8. — Gabarit pour le contrôle de la réponse aux transitoires en 819 lignes.

L'amplitude crête à crête des parasites à fréquence élevée (à partir de 1 kHz) sera inférieure de 50 dB à l'amplitude crête à crête maximale du signal de luminance.

Toutes ces mesures doivent être effectuées avec l'émetteur son fonctionnant (modulé à 100 %) en même temps que l'émetteur image.

Gain différentiel à la fréquence de sous-porteuse couleurs (en 625 l.)

On procède au même contrôle que pour la réponse en amplitude, en superposant à la dent de scie une sinusoïde de fréquence variable entre 4

et 5 MHz, d'amplitude 0,3 V crête à crête. Après démodulation et filtrage des fréquences basses, le rapport de l'amplitude minimale de la sinusoïde à l'amplitude maximale doit être au moins égal à 0,95 pour une dent de scie comprise entre 0,35 V et 0,75 V et à 0,8 pour une dent de scie comprise entre 0,3 V et 0,85 V.

Distorsion phase-amplitude (en 625 l.)

La phase de la sous-porteuse couleurs à 4,43 MHz, superposée au signal en dents de scie, ne doit pas varier de plus de 8° pour une dent de scie comprise entre 0,3 V et 0,75 V, et de plus de 15° pour une dent de scie comprise entre 0,3 V et 0,85 V.

Temps de propagation de groupe (en 625 l.)

La variation du temps de propagation de groupe, en fonction de la fréquence entre 200 kHz et 5,5 MHz, doit être comprise dans le gabarit de la figure 10-10.

Ces trois dernières conditions (gain différentiel, distorsion phase-amplitude, temps de propagation de groupe) sont évidemment propres aux impératifs des émissions en couleurs, assurées uniquement par les émetteurs en 625 lignes.

3. — Contrôle des équipements par signaux test

Il est important, pour assurer une bonne qualité des images TV diffusées, de contrôler, avant l'émission des programmes ou en cours de fonctionnement, le rendement des équipements d'émission, de transmission et de réception.

A cette fin, on a mis au point une technique dite « de lignes-test », qui consiste à employer un intervalle inutilisé pour la transmission des images TV (fin de l'intervalle de suppression de trame) pour insérer, à la place du signal vidéo-luminance, des signaux calibrés, de forme étudiée pour mettre en évidence les distorsions les plus caractéristiques.

Une autre période inutilisée peut être mise à profit. C'est celle séparant les émissions de programmes. On peut alors diffuser certaines images-test, permettant aux techniciens (surtout à la réception) de procéder aux contrôles et réglages qui s'imposent. Ces images peuvent être fournies par l'analyse d'images fixes, ou par une lecture, sans intermédiaire optique, d'une image fixe « imprimée » sur la cible d'un tube analyseur spécial appelé monoscope, ou par des signaux obtenus par des moyens purement électroniques. Ces images-test, généralement dénommées mires, comportent diverses plages qui permettent de nombreux contrôles, avec l'avantage que l'écran des récepteurs peut servir de visualisateur de mesure.

3-1. — *LES LIGNES-TEST*

La figure 10-11 montre la forme de ces signaux et la façon dont ils sont insérés dans la période de suppression de trame, pour le 819 lignes et pour le 625 lignes. Dans ce dernier cas, comme nous allons le voir, un signal complémentaire est ajouté à deux des « lignes-test », signal propre à l'émission en couleurs.

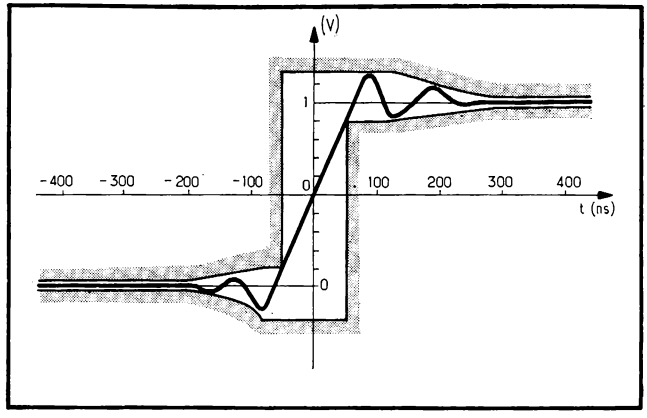


Fig. 10-9. — Gabarit pour le contrôle de la réponse aux transitoires en 625 lignes.

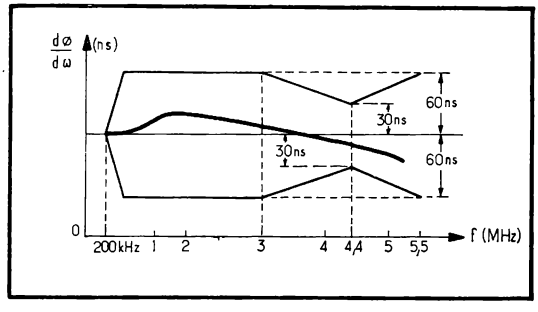


Fig. 10-10. — Gabarit pour le contrôle de la variation du temps de propagation de groupe.

Les lignes-test sont au nombre de cinq :

T_0 : Signal de positionnement et d'identification;
T_1 : Signal au blanc (auquel on ajoute la sous-porteuse couleurs en 625 l.);
T_2 : Signaux impulsionnels et transitoires;
T_3 : Signal en escalier (auquel on ajoute la sous-porteuse couleurs en 625 l.);
T_4 : Signal salve de fréquences.

Nous allons examiner successivement les caractéristiques exactes de ces différents signaux (qui peuvent être utilisés également pour le contrôle à la réception) et les contrôles immédiats qu'ils assurent.

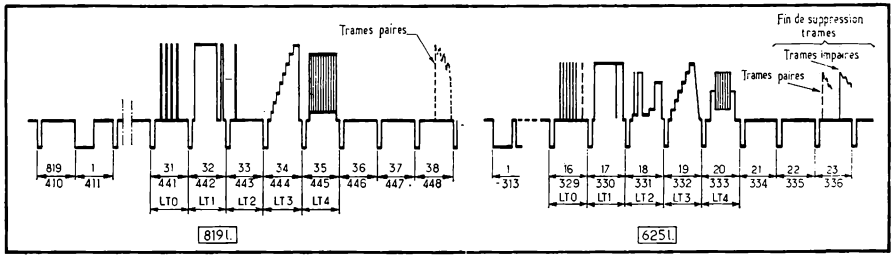


Fig. 10-11. — Insertion des signaux de lignes-test dans les périodes de suppression trames en 819 lignes et en 625 lignes.

3-1-1. — *Ligne T_0 de positionnement et d'identification*

Cette ligne (fig. 10-12) porte quelques impulsions d'amplitude et de durée bien définies et constantes. Le rôle de ces impulsions est simplement de permettre un repérage du début des signaux-test (elles peuvent servir à déclencher un oscilloscope, par exemple). Accessoirement, par un codage approprié, elles servent d'indicatif de la source des signaux de télécommande ou de télésignalisation.

3-1-2. — *Ligne T_1 de niveau du blanc*

La caractéristique principale à maintenir en chaque point d'une chaîne de transmission TV est le niveau maximal de luminance et le rapport luminance/synchronisation.

Le signal vidéo composite est normalisé à 1 V crête à crête. En prenant comme référence le niveau de suppression, on a :

Pour les impulsions de synchronisation (fond de top) : — 0,3 V;

Pour le niveau du noir : + 0,05 V;

Pour le niveau du blanc : + 0,7 V.

L'amplitude du signal de luminance est constamment variable (entre + 0,05 V et + 0,7 V) avec le contenu de l'image et ne permet pas de référence précise pour le contrôle du gain des équipements ou d'un écrêtage intempestif. Il est donc intéressant de disposer d'une référence permanente de blanc, en dehors de l'image.

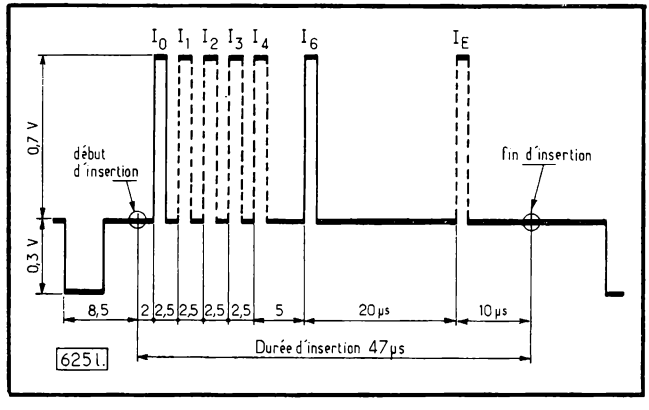


Fig. 10-12. — Ligne T_0 de positionnement et d'identification. Les valeurs indiquées ici correspondent au **625 lignes.**

Cette référence est donnée sur la ligne-test T_1 (fig. 10-13) par un créneau calibré à + 0,7 V au-dessus de la suppression. Ce signal permettra la commande des régulations automatiques de gain sur les appareillages de transmission (il pourrait aussi être utilisé dans les récepteurs).

Un deuxième créneau, de durée plus brève et séparé du premier par un intervalle de 1 µs, est transmis en fin de la ligne T_1. Il est inséré à la sortie des caméras ou au départ d'une liaison de reportage et permet une vérification des transmissions depuis ces points jusqu'au centre de distribution d'images où est inséré le premier créneau, immédiatement avant le départ vers les faisceaux hertziens.

En 625 lignes, la sous-porteuse couleurs (f = 4,43 MHz) est ajoutée, une trame sur deux, au premier créneau, avec une amplitude de 0,2 V crête à

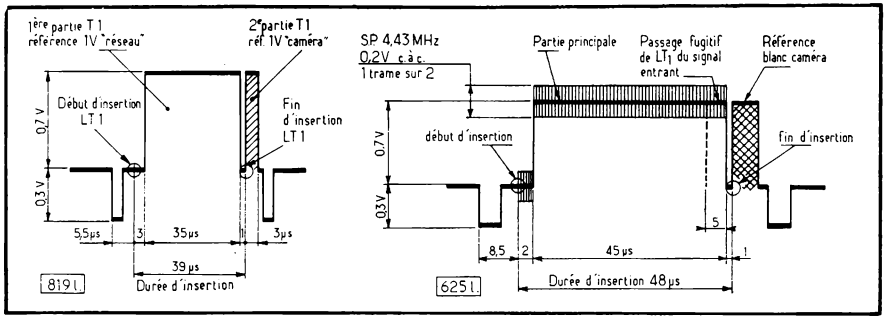


Fig. 10-13. — Ligne T_1 de référence du niveau du blanc en 819 lignes et en 625 lignes.

crête. Ce signal permet la vérification de la diaphotie luminance-chrominance et de l'écrêtage éventuel de la sous-porteuse (qui a pour effet de détériorer le rapport signal de chrominance/bruit).

3-1-3. — *Ligne T_2 : signaux transitoires et impulsionnels*

La variation la plus importante et la plus rapide possible du signal de luminance correspond à l'analyse de deux surfaces contiguës, l'une noire et l'autre blanche, leur séparation étant verticale. Traduite en signal électrique, cette analyse correspond à un signal de luminance variant de + 0,05 V à + 0,7 V, en un temps de l'ordre de 60 ns en 819 lignes (fig. 10-14). Ce signal est l'un des plus difficiles à transmettre sans détérioration et permet un contrôle aisé, sur oscilloscope, de traînages provoqués par des distorsions de gain pour les fréquences moyennes et élevées du spectre vidéo (fig. 10-15). La présence d'oscillations après les fronts indiquerait soit une irrégularité dans la bande passante, soit une distorsion de phase, soit les deux défauts existant simultanément.

Notons que le créneau de la ligne T_1 peut permettre aussi une vérification de la réponse transitoire par la mesure des temps de montée et de descente des fronts arrière et avant du créneau.

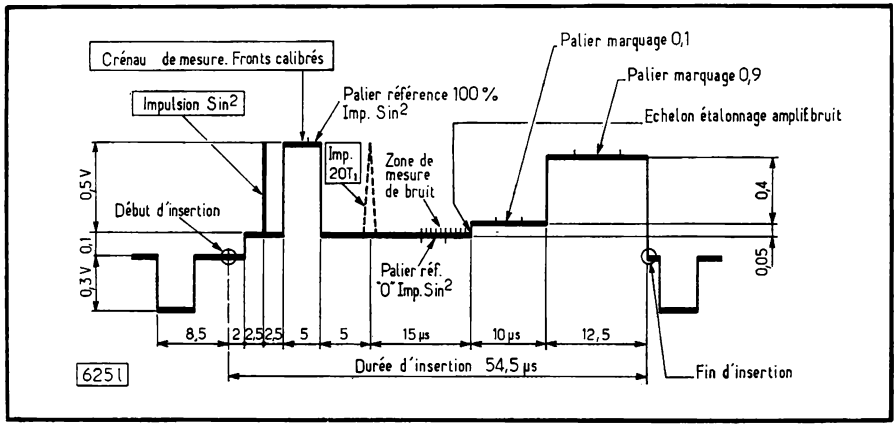


Fig. 10-14. — Ligne T_2 : signaux transitoires et impulsionnels. Les valeurs indiquées dans cette figure correspondent au 625 lignes.

Un autre signal fort utile est transmis pendant la ligne T_2. C'est une impulsion de 500 mV crête à crête, dont la durée à mi-hauteur est égale à $1/2\,f_c$, f_c étant la fréquence de coupure du canal (ce qui donne 120 ns en 819 l.). Ce signal peut être considéré comme la « dérivée » du front noir-blanc. Il permet un contrôle plus précis des suroscillations.

3-1-4. — *Ligne T_3 : signal en escalier*

Pour assurer une reproduction fidèle de la gamme des gris, il faut que la transmission soit exempte de distorsion de non-linéarité.

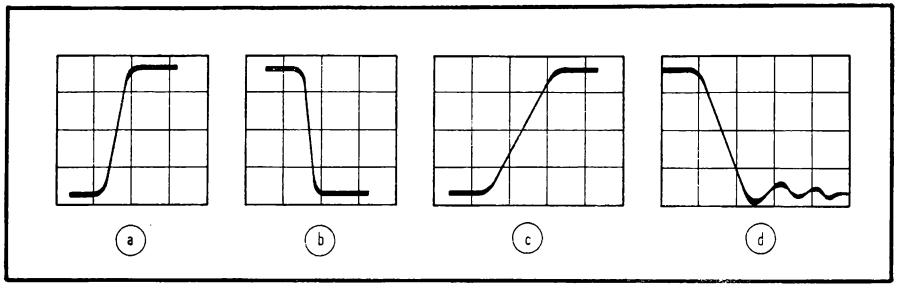


Fig. 10-15. — En **a** et **b**, allure normale des flancs avant et arrière du créneau de mesure de la figure 10-14 ; en **c**, durée de montée trop importante ; en **d**, flanc arrière suivi d'oscillations.

Un signal en escalier (fig. 10-16) permet un contrôle facile, sur l'écran calibré d'un oscilloscope, de ce type de distorsion. L'escalier transmis sur la ligne T_3 comporte sept échelons de hauteur 0,1 V. En 625 lignes, on superpose à ce signal, une trame sur deux, la sous-porteuse couleurs à 4,43 MHz, d'amplitude 200 mV crête à crête.

Si l'on fait traverser au signal en escalier un circuit dérivateur, de constante de temps adéquate, on obtiendra une série d'impulsions dont les hau-

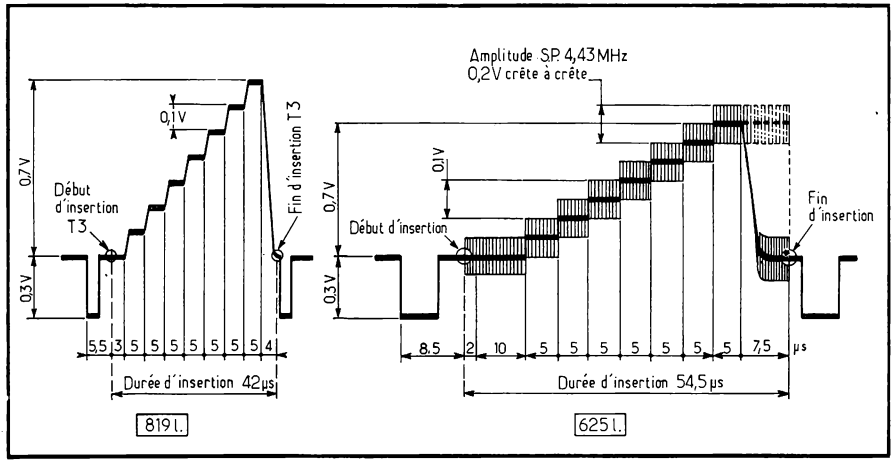


Fig. 10-16. — Ligne T_3 : signal en escalier. En 625 lignes, on superpose à ce signal la sous-porteuse couleur, avec une amplitude calibrée, toutes les deux trames.

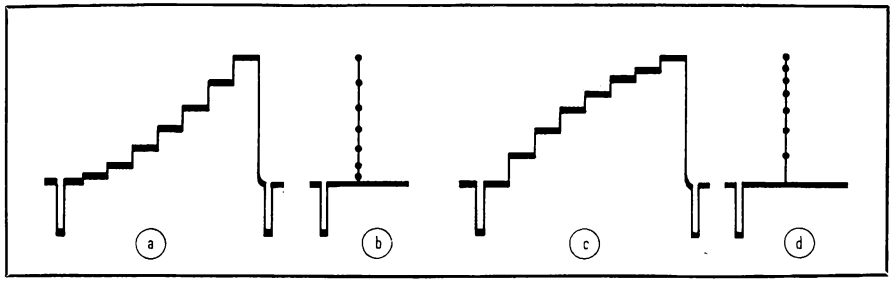


Fig. 10-17. — L'observation à l'oscilloscope en déclenché, sur la ligne-test T_3, permet de visualiser l'importance de la distorsion de non-linéarité : en **a** et **c**, observation directe ; en **b** et **d**, observation après passage dans un circuit dérivateur.

teurs sont fonction des hauteurs des échelons. L'observation de ces impulsions permet d'évaluer rapidement l'importance de la distorsion (fig. 10-17).

La présence, en 625 lignes, de la sous-porteuse ajoutée au signal de chrominance permet le contrôle de la diaphotie chrominance-luminance.

3-1-5. — *Ligne T_4 : salve de fréquences*

L'observation de la réponse transitoire ne suffit pas pour séparer les défauts dus à la distorsion de phase de ceux dus à une réponse amplitude/fréquence déficiente. Pour apprécier ce dernier défaut, il est plus pratique de transmettre un des signaux suivants, ajoutés à un gris moyen de 0,35 V :

1. — Une salve de fréquences comportant, par exemple, des signaux, de durée plus ou moins longue et de même amplitude (0,5 V), de fréquences successives : 0,8-1,8-2,8-3,8-4,8-5,8-7,8 MHz;
2. — Un signal vobulé de 0,5 à 9 MHz;
3. — Un signal sinusoïdal à une fréquence vidéo quelconque, choisie suivant les besoins du contrôle envisagé.

Actuellement, la ligne T_4 (fig. 10-18) porte un signal du type salve de fréquences auquel on associe, sur la même ligne ou sur une ligne différente, un créneau de même amplitude que la salve, ce qui permet de faire des mesures directes d'équivalence pour les différentes fréquences de la salve.

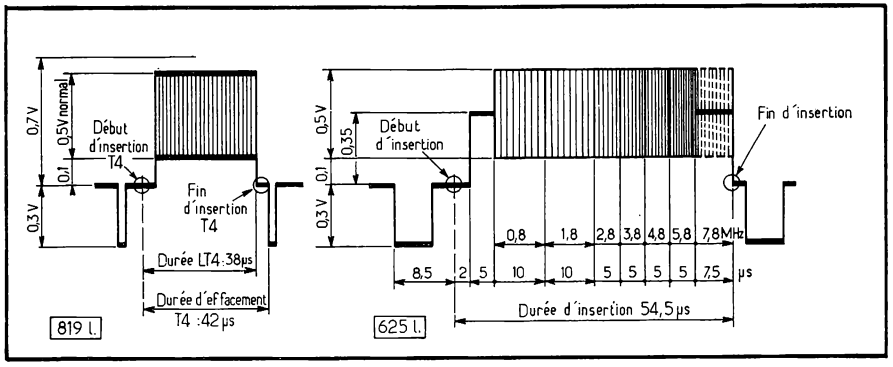


Fig. 10-18. — Ligne T_4 portant une salve de fréquences pour le contrôle de la réponse amplitude/fréquence.

3-2. — *LES IMAGES-TEST*

3-2-1. — *Les mires électroniques*

Les mires obtenues par des moyens purement électroniques sont les plus précises, car elles fournissent des signaux bien calibrés et de caractéristiques stables. Elles permettent donc, avec un oscilloscope de mesure, de procéder à des contrôles rigoureux de la qualité de transmission et de réception, au même titre que les lignes-test. Avantage supplémentaire : même dépourvu d'oscilloscope, un technicien pourra tirer parti de la mire transmise en utilisant comme visualisateur de contrôle l'écran du récepteur.

Nous donnerons, comme premier exemple de ce type de mire électronique, la mire normalisée par l'*U.E.R.*, représentée dans la figure 10-19. On y retrouve pratiquement le même type de signaux que ceux utilisés pour les lignes-test.

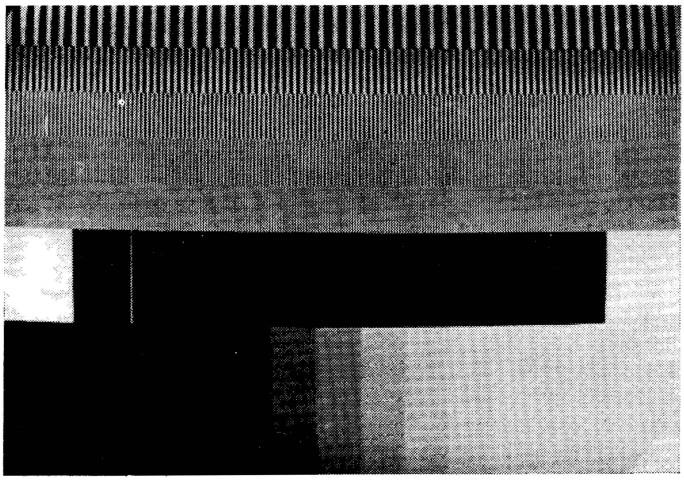


Fig. 10-19. — Mire électronique normalisée de l'U.E.R.

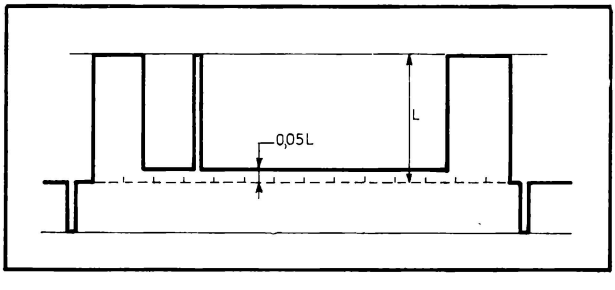


Fig. 10-20. — Signal vidéo correspondant à l'analyse d'une ligne de la plage située au-dessous des cinq plages de fréquences dans la mire U.E.R.

— *Mesure de la réponse amplitude/fréquence.* — En partant du haut de l'image, vue sur l'écran d'un récepteur, on trouve tout d'abord cinq plages horizontales, hachurées de traits verticaux, de plus en plus serrés d'une plage à l'autre, correspondant à cinq fréquences de modulation vidéo : 0,8-1,8-2,8-3,8-4,8 MHz, en 625 lignes, ou 0,8-1,8-2,8-4,8-6,8 MHz, en 819 lignes. L'amplitude de ces signaux est de 50 % du signal de luminance maximal.

— *Mesure de la réponse aux transitoires.* — Au-dessous des cinq plages de fréquences, on trouve un signal en créneaux accompagné d'une impulsion. Le signal en créneaux est constitué par une plage blanche de largeur égale au 1/10 de la ligne, puis une plage noire (de largeur 8/10 de la ligne), et, enfin, une nouvelle plage blanche jusqu'à la fin de la ligne. Les deux fronts de séparation de plages sont calibrés à 100 ns pour la montée de 0,1 à 0,9 de l'amplitude maximale. Placée dans la plage noire, une impulsion, correspondant en fait à la dérivée du front noir-blanc et d'amplitude allant jusqu'au blanc maximal, facilite la mesure du temps d'établissement du récepteur et l'observation de suroscillations éventuelles.

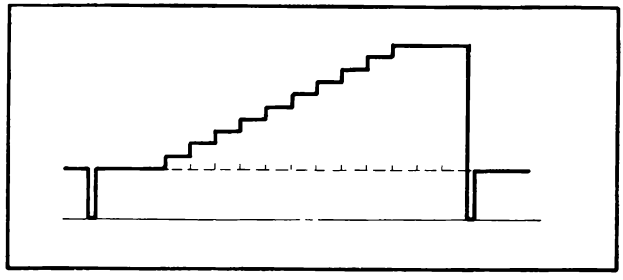


Fig. 10-21. — Signal vidéo correspondant à la gamme des gris (située en bas de la mire U.E.R.).

A l'oscilloscope, en balayage à la fréquence lignes, l'oscillogramme relevé doit avoir l'allure indiquée dans la figure 10-20. Les mêmes remarques que celles déjà faites pour la ligne-test T_2 sont valables ici.

— *Mesure de la réponse amplitude/amplitude.* — Le dernier quart de l'image, en bas, est occupé par une série de bandes verticales allant du noir au blanc, en passant par différentes nuances de gris. Le signal correspondant est un escalier de dix échelons égaux allant du niveau du noir au niveau du blanc maximal (fig. 10-21). Dans le cas d'un « écrasement » au noir ou au blanc, on constatera, sur l'écran du récepteur, la disparition soit de la bande gris foncé (qui devient noire), soit de la bande gris très clair (qui devient blanche).

A l'oscilloscope, en balayage à la fréquence de trames, on observera, dans le cas d'un récepteur correctement réglé et d'une transmission sans défaut dans la réponse amplitude/amplitude, une série de traits horizontaux superposés et équidistants (fig. 10-22).

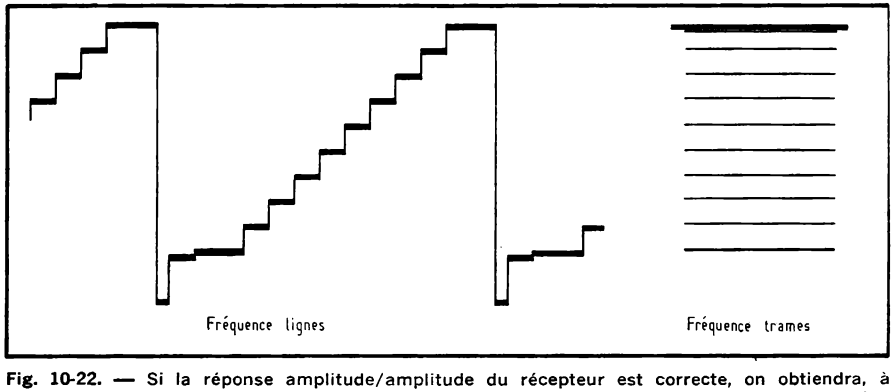


Fig. 10-22. — Si la réponse amplitude/amplitude du récepteur est correcte, on obtiendra, à l'oscilloscope, l'oscillogramme de gauche, en balayage à la fréquence lignes, et celui de droite, en balayage à la fréquence trames.

Nota. — Un autre type de mire électronique est utilisé pour le contrôle des récepteurs en télévision couleurs. Il s'agit de la mire de barres dont nous avons donné les caractéristiques pour les différents systèmes de TVC, dans les chapitres correspondants (chap. 8 et 9).

3-2-2. — *Les mires de monoscopes*

Ce genre de mire est fourni par un tube analyseur spécial, appelé monoscope, dont la cible est constituée par une photographie en matériau semi-conducteur, à trame très fine, déposée sur la plaque de signal métallique. Le signal vidéo obtenu présente des caractéristiques de stabilité, de linéarité et de définition, ainsi qu'un excellent rapport signal/bruit, qui permettent de l'utiliser aux fins de contrôle de la qualité de transmission et de réception.

Nous donnerons, comme exemple, la mire normalisée par l'*O. R. T. F.*, appelée mire « des chevaux de Marly ». Chaque pays possède une mire particulière (nous en donnons, à titre d'exemple, quelques-unes ci-contre), permettant, le cas échéant, d'identifier l'origine de l'émission. D'une façon générale, ces mires sont conçues pour permettre les mêmes genres de contrôle que les lignes-test et les mires électroniques : réponse amplitude/fréquence; réponse aux transitoires; réponse amplitude/amplitude. De plus, elles comportent des graphismes (quadrillages, cercles) facilitant le réglage de la linéarité de balayage vertical et horizontal (géométrie) des récepteurs. Notons que, contrairement aux signaux-test étudiés jusqu'ici, ces mires ne peuvent généralement pas être exploitées sur oscilloscope : le seul visualisateur de contrôle est l'écran même du récepteur.

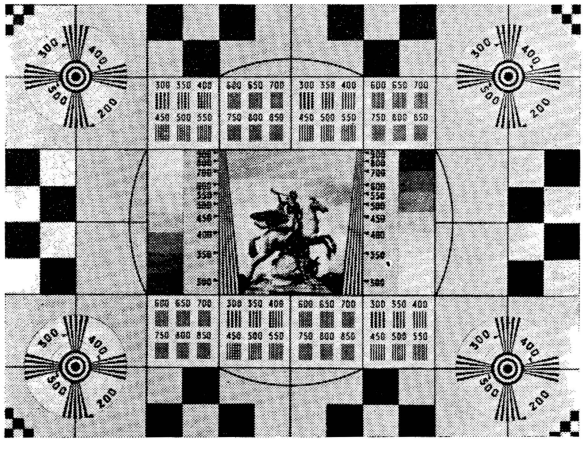
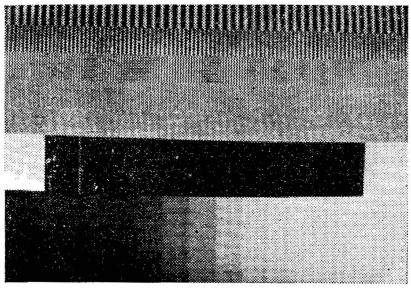
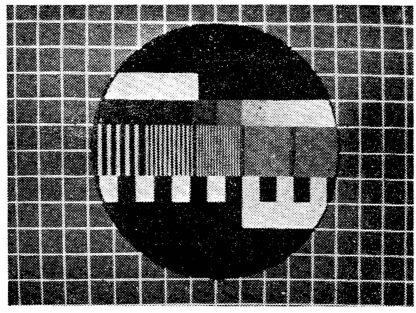


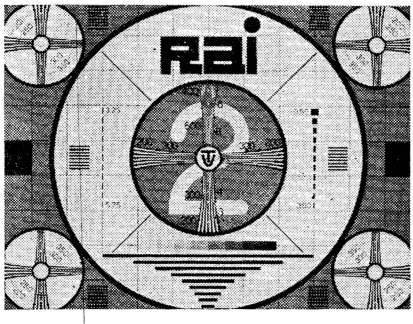
Fig. 10-23. — Mire d'exploitation de l'O.R.T.F. (819 lignes ou 625 lignes).

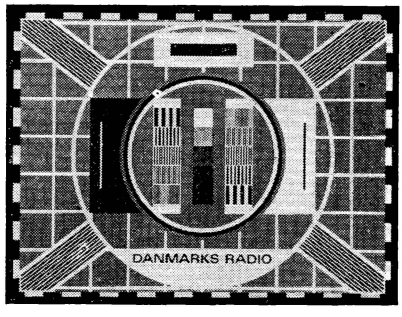
La mire d'exploitation de l'*O.R.T.F.* (fig. 10-23) comporte tout d'abord des quadrillages, une circonférence centrale et quatre cercles aux coins de l'écran permettant l'ajustement de la linéarité de balayages (les carrés doivent être... carrés, et les cercles ne doivent pas être ovales!).

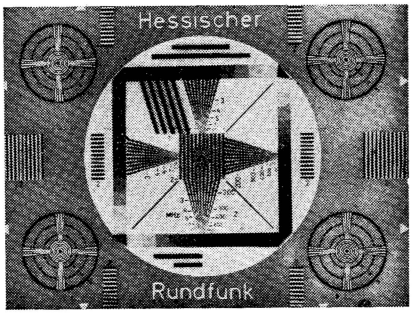
Pour le contrôle de la réponse amplitude/amplitude, deux bandes de teintes dégradées allant du noir au blanc encadrent la photographie centrale. Des pavés alternativement noirs et blancs permettent le contrôle de la réponse aux transitoires. Enfin, des faisceaux de lignes verticales plus ou moins serrées, chaque groupe de faisceaux portant en référence un nombre allant de 300 à 850 ou 900, fournissent un moyen de contrôle de la « définition » (réponse amplitude/fréquence). Un bon équipement permettra de distinguer

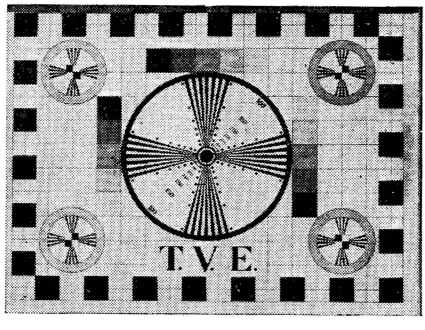


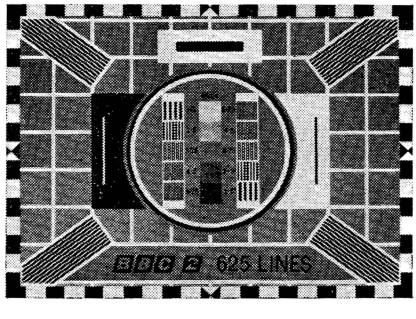












Quelques-unes des mires utilisées par les organismes de TV européens : de gauche à droite et de haut en bas, mire U.E.R., Berlin (R.F.A.), Italie, Danemark, Hessischer Rundfunk (R.F.A.), Espagne, B.B.C. (Grande-Bretagne).

les lignes verticales des faisceaux 700 à 800 en 819 lignes, 500 à 550 en 625 lignes (on dit alors que le récepteur « passe » 700 points, par exemple, ce qui correspond à une réponse « plate » dans la bande vidéo jusqu'à 8,5 MHz en 819 l.).

D'autres renseignements peuvent être tirés de l'observation de cette mire sur l'écran du récepteur : suroscillations (généralement dues aux circuits de correction vidéo relevant les fréquences élevées) ; échos; mauvaise adaptation de la liaison antenne-récepteur, etc.

3-2-3. — *Autres images-test*

D'autres types d'images-test peuvent être diffusés pendant les périodes « creuses », où aucun programme n'est émis. Ainsi diffuse-t-on, pour la mise au point des récepteurs de TV couleurs, des diapositives choisies pour leurs caractéristiques chromatiques (plages de couleurs saturées, transitoires colorées, etc.). Ces images ne présentent toutefois pas la précision ni la stabilité des signaux-test cités plus haut. Elles ne peuvent servir qu'à un contrôle visuel qualitatif, par l'observation sur l'écran du récepteur, mais non quantitatif.

CHAPITRE 11

LES DIFFÉRENTES SOURCES DU SIGNAL VIDÉO - FRÉQUENCE COMPOSITE

L'émetteur de télévision peut être alimenté par de nombreuses sources de signal vidéo-fréquence composite. Avant d'établir un classement parmi toutes ces sources, rappelons que le signal vidéo composite comporte :

1. — L'information de luminance E_Y, *dans le cas de la télévision achrome, information à laquelle s'ajoutent deux informations de chrominance, codées, dans le cas de la télévision en couleurs; dans ce dernier cas, on peut considérer que les informations brutes (avant codage) nécessaires sont* E_R, E_B *et* E_V, *obtenues par analyse sélective suivant les trois couleurs primaires rouge, bleu et vert;*

2. — Les informations de synchronisation :

a) *Signal de synchronisation de balayage vertical;*

b) *Signal de synchronisation de balayage horizontal;*

c) *En télévision couleurs s'ajoutent, aux deux types de signaux de synchronisation précédents, des signaux spéciaux (« salve de fréquence de sous-porteuse », signaux d'identification), différents suivant le système adopté.*

Toutes les informations de synchronisation sont placées pendant les « temps morts » de l'image utile, intervalles où est effectuée une suppression du signal vidéo-luminance.

Nous traiterons tout d'abord des diverses sources du signal de luminance E_Y *et des signaux de couleurs* E_R, E_V *et* E_B, *que nous pouvons classer en deux grandes catégories :*

— Les sources optiques : caméras, analyseurs d'images fixes, télécinémas, convertisseurs optiques de standards;

— Les sources électroniques : monoscopes, générateurs de mires électroniques.

Nous verrons ensuite comment sont incorporées, sous forme codée, les informations de couleurs et, par la même occasion, comment ces mêmes informations peuvent être extraites.

Puis nous compléterons notre signal vidéo-fréquence en y incluant les divers signaux de synchronisation et de suppression, nommés globalement signaux de base composite.

Enfin, nous étudierons les moyens électroniques utilisés pour transformer un signal vidéo-fréquence composite (en noir et blanc comme en couleurs), répondant à des normes données (fréquences de balayage, système de codage couleurs), en un signal vidéo-fréquence de normes différentes.

1. — Sources optiques du signal d'image (E_Y ou E_R, E_V et E_B)

1-1. — *LES CAMÉRAS DE PRISE DE VUES*

Les caméras de télévision, utilisées pour les prises de vues « directes » en studio ou en extérieurs, comportent essentiellement deux sortes de matériels : un dispositif optique, d'une part, assez semblable, dans son principe, à ceux utilisés dans les techniques du cinéma; un dispositif électronique, d'autre part, transformant l'image optique de la scène à transmettre en un signal électrique.

Les dispositifs optiques sont de deux sortes : soit des batteries de quatre ou cinq objectifs à foyer fixe, montées sur une tourelle télécommandée (fig. 11-1) et dont les focales s'échelonnent entre 35 et 300 mm, soit un seul objectif, à focale variable (Zoom ou Pancinor) (fig. 11-2), permettant de passer progressivement du « grand angulaire » au « téléobjectif ». Dans ce dernier cas, la variation de focale peut atteindre huit fois, ce qui offre la possibilité

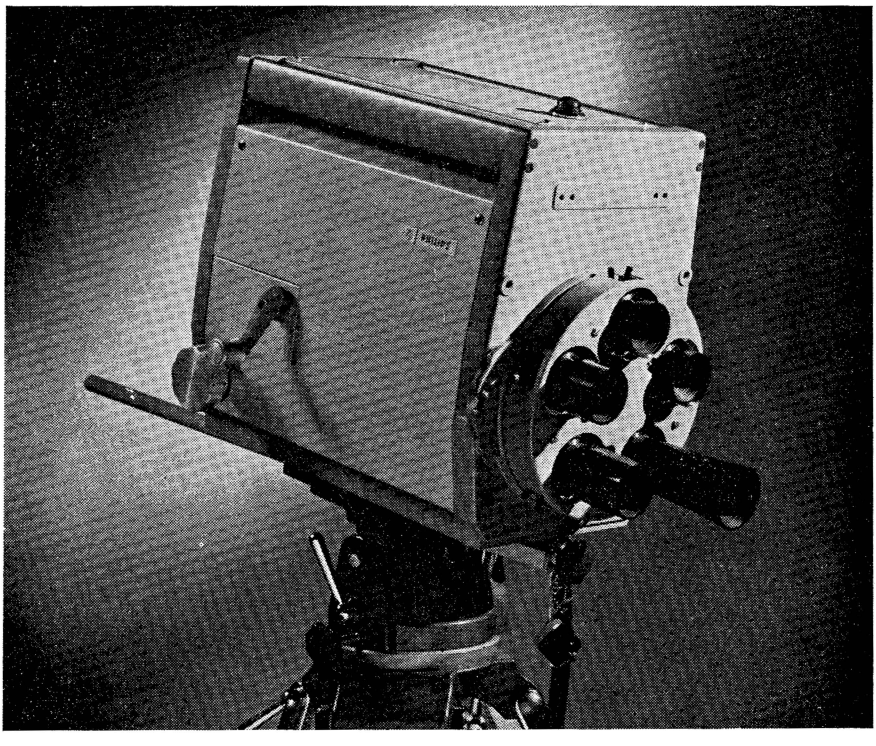


Fig. 11-1. — Caméra équipée d'une tourelle à 5 objectifs.

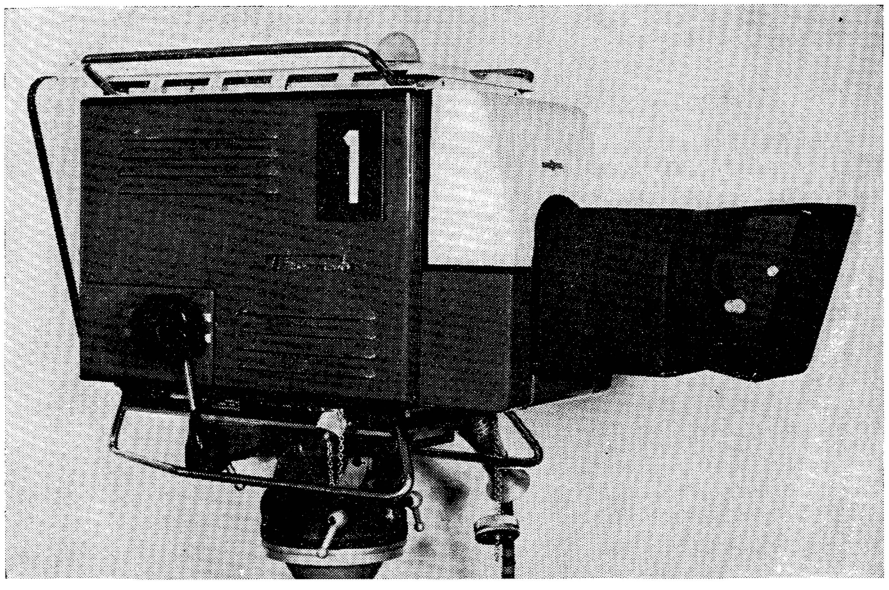


Fig. 11-2. — Caméra équipée d'un seul objectif à focale variable.

d'effets spectaculaires de « travelling ». Afin de pouvoir utiliser le matériel déjà mis au point pour les techniques du cinéma et de la photographie, on a normalisé les dimensions de photocathodes : pour le vidicon, 10,3 × 7,5 mm (soit l'image du film 16 mm) ; pour l'image orthicon et le photicon, à cibles plus grandes, 24 × 36 mm (soit l'image de la photographie « petit format »). Des diaphragmes classiques, à commande manuelle ou électrique, complètent les objectifs.

La partie électronique de la caméra est constituée par un seul tube analyseur (en TV noir et blanc) ou par trois ou quatre tubes (en TV couleurs), et par les circuits associés assurant leur fonctionnement. Nous avons étudié, chapitre 4, les différents types de tubes analyseurs utilisés en télévision. Suivant les qualités de définition, de contraste, de robustesse recherchées, on

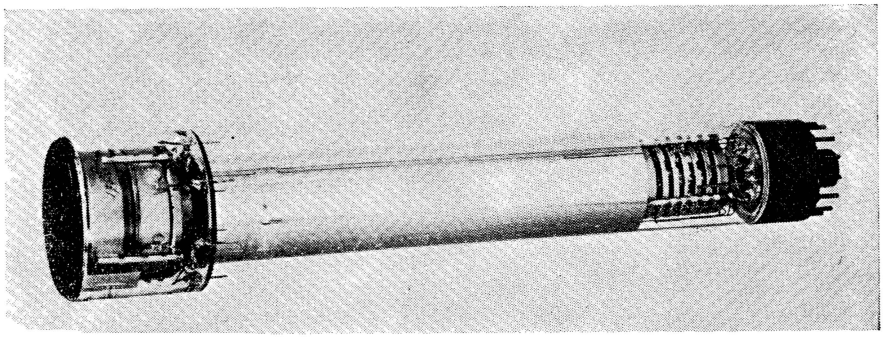


Fig. 11-3. — Tube de prise de vues image-orthicon.

choisira l'un ou l'autre de ces tubes pour équiper la caméra destinée à tel ou tel emploi particulier.

1-1-1. — *Caméras de prise de vues achromes*

Pour la télévision en noir et blanc, on utilise couramment l'un des trois types suivants de tubes analyseurs :

— Tube photicon (à électrons rapides);
— Tube image-orthicon (à électrons lents) (fig. 11-3);
— Tube vidicon ou plumbicon (à cible photoconductrice) (fig. 11-4 et 11-5).

Rappelons les qualités et défauts de ces trois sortes de tubes :

— *Sensibilité.* — Le photicon et le vidicon sont les moins sensibles (éclairement de 2000 à 2500 lux, environ, exigé pour obtenir une bonne image). Le tube image-orthicon est beaucoup plus sensible et peut être utilisé pour les reportages où l'on n'est pas maître de l'éclairage ambiant;

— *Contraste.* — Les résultats, dans des conditions normales d'éclairage, sont bons pour les trois tubes, mais l'image-orthicon supporte mal les images fortement contrastées (formation de halos noirs autour des zones blanches);

— *Définition.* — Le tube photicon fournit la meilleure définition d'image; l'image-orthicon a une définition un peu plus faible, par suite de son souffle qui limite la correction que l'on peut appliquer aux fréquences élevées du signal délivré; enfin, le vidicon est nettement le moins « fin » des tubes analyseurs, l'analyse y étant effectuée par des électrons lents qui se défocalisent;

— *Taches.* — Le photicon donne une image affectée de taches qui ne peuvent être éliminées que par intervention permanente de l'opérateur de voie.

En conclusion, le photicon est souvent utilisé pour l'exploitation en studio; l'image-orthicon permet des économies de lumière lorsqu'il est utilisé en studio et donne de bons résultats en reportage pour les images « douces » à faible contraste; le vidicon, enfin, très maniable et permettant la réalisation de caméras transistorisées, est préféré pour les reportages.

Le signal d'image fourni par le tube analyseur est amplifié par un préamplificateur-correcteur (fig. 11-6) incorporé à la caméra et adapté au type de tube analyseur utilisé. L'image-orthicon délivre un niveau assez élevé et se contente d'une faible amplification ($\times$ 10 environ), mais exige un fort relèvement des fréquences élevées (+ 15 dB environ). Le photicon et le vidicon délivrent un signal de faible niveau, chutant rapidement pour les fréquences élevées. L'amplificateur-correcteur doit donc présenter, dans ces deux cas, un gain élevé et une courbe de réponse très « relevée » pour les fréquences extrêmes du spectre vidéo.

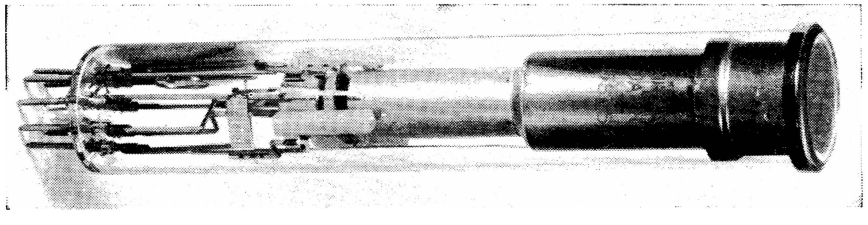


Fig. 11-4. — Tube de prise de vues vidicon.

La caractéristique des tubes cathodiques des récepteurs ayant un « gamma » voisin de 2, il faut précorriger, en sens inverse, le signal fourni par le tube analyseur : dans le cas des tubes photicon et vidicon, dont le « gamma » est voisin de 0,6, il suffit d'une légère retouche; en revanche, pour l'image-orthicon (« gamma » voisin de 1), il faut appliquer une correction énergique.

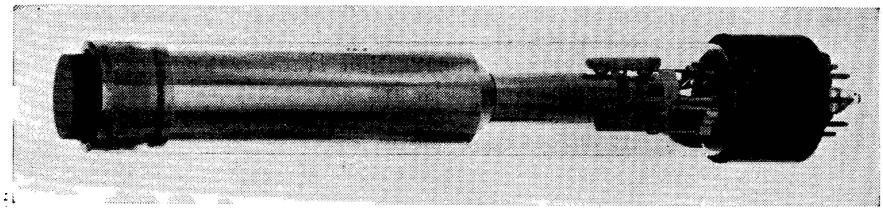


Fig. 11-5. — Tube plumbicon à cible photoconductrice.

La *déviation* du faisceau électronique d'analyse et sa *concentration* sont effectuées par des bobinages électromagnétiques, réunis en un bloc adapté à la géométrie — et aux besoins — du tube analyseur. Les *amplificateurs de balayage* sont inclus dans la caméra, en général. Ils sont commandés par les signaux de synchronisation fournis par des générateurs extérieurs ou, dans le cas de caméras transistorisées autonomes, par des oscillateurs pilotes intégrés dans le boîtier de la caméra. L'ensemble bloc de concentration-déviation et tube analyseur est protégé contre les influences parasites électriques ou magnétiques par un blindage en mumétal, à très haute perméabilité magnétique. Le tout est monté sur un chariot à glissière, à déplacement longitudinal, permettant de procéder à la mise au point sans toucher à l'objectif.

Les impulsions de blocage, entre chaque ligne et chaque trame d'analyse,

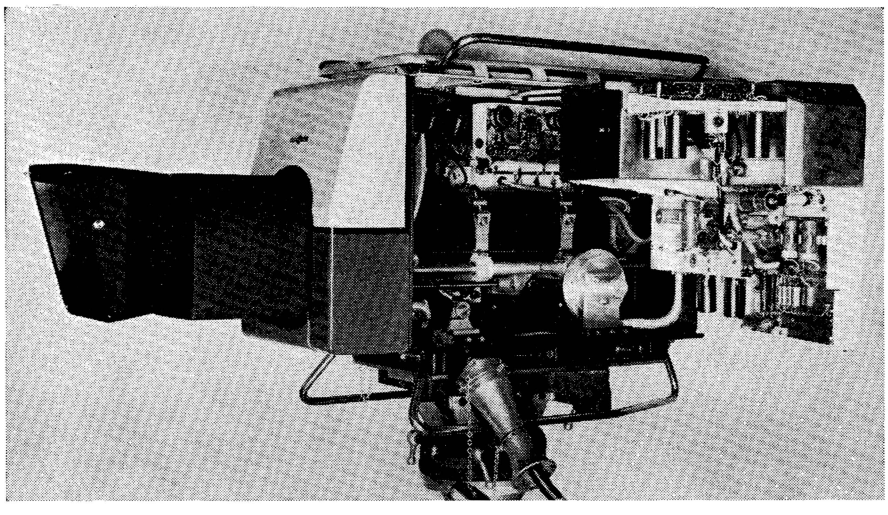


Fig. 11-6. — Une vue des circuits d'amplification et de correction incorporés à la caméra.

sont fournies par des générateurs extérieurs d'impulsions à fréquences de récurrence f_H et f_V. Dans le cas d'un tube de prise de vues image-orthicon, par exemple, ces impulsions sont envoyées à la grille située devant la cible, afin de bloquer les électrons de faisceau pendant les retours lignes et trames et éviter l'apparition de traces correspondant à ces retours. De plus, le signal délivré par le multiplicateur d'électrons, pendant ces périodes, constitue ainsi un signal de référence du niveau du noir.

Enfin, la caméra est généralement équipée d'un viseur électronique (fig. 11-7), constitué par un petit tube-écran, alimenté par le signal électrique délivré par le tube d'analyse. On élimine ainsi l'erreur de parallaxe du viseur optique, et les réglages de focalisation et de cadrage peuvent être effectués de façon optimale. Toutefois, les caméras légères sont souvent pourvues d'un viseur optique, équivalent des viseurs reflex des appareils photographiques, moins encombrant que le viseur électronique.

A chaque caméra correspond un ensemble de circuits, appelé « voie d'équipement de caméra » ou « unité de commande » (fig. 11-8), groupés en un caisson parfois assez éloigné du lieu où est disposée la caméra. Les caissons de voies sont centralisés dans une même salle où un opérateur assure les surveillances et commandes suivantes :

— *Niveau de sortie.* — Le signal fourni par chaque caméra doit être amené à un niveau normalisé, correspondant, pour le blanc, à 0,7 V au-dessus de la suppression. D'autre part, le signal de luminance ne doit pas descendre, pour les parties noires de l'image, au-dessous d'un niveau de 0,05 V, toujours par rapport au niveau de suppression.

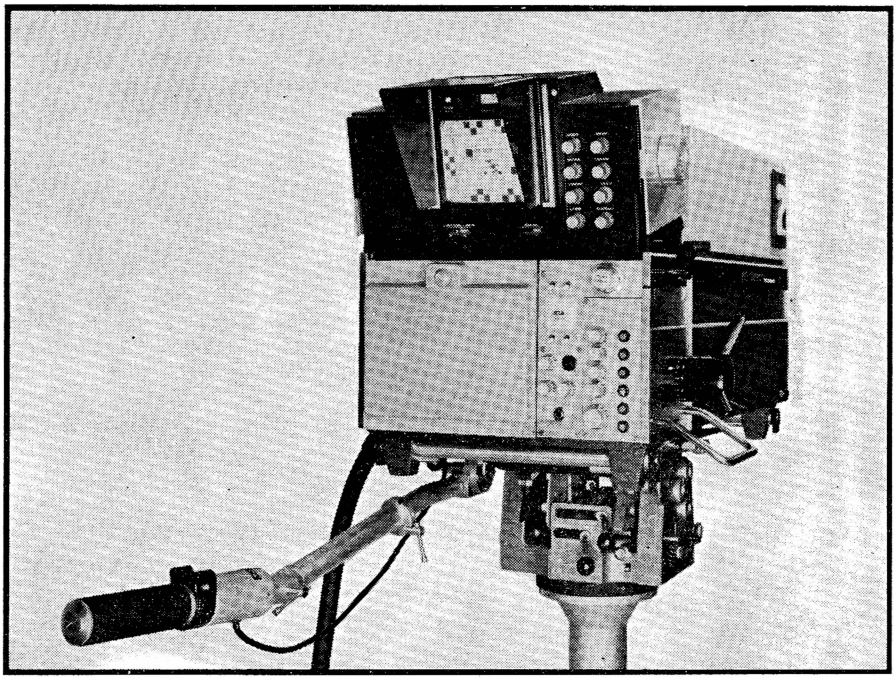


Fig. 11-7. — L'écran du viseur électronique est situé à l'arrière de la caméra.

Un dispositif de commande à distance de l'ouverture des diaphragmes des caméras et une commande du gain des amplificateurs de voies assurent la première condition. L'alignement au niveau du noir est réalisé par un système dit de clamp;

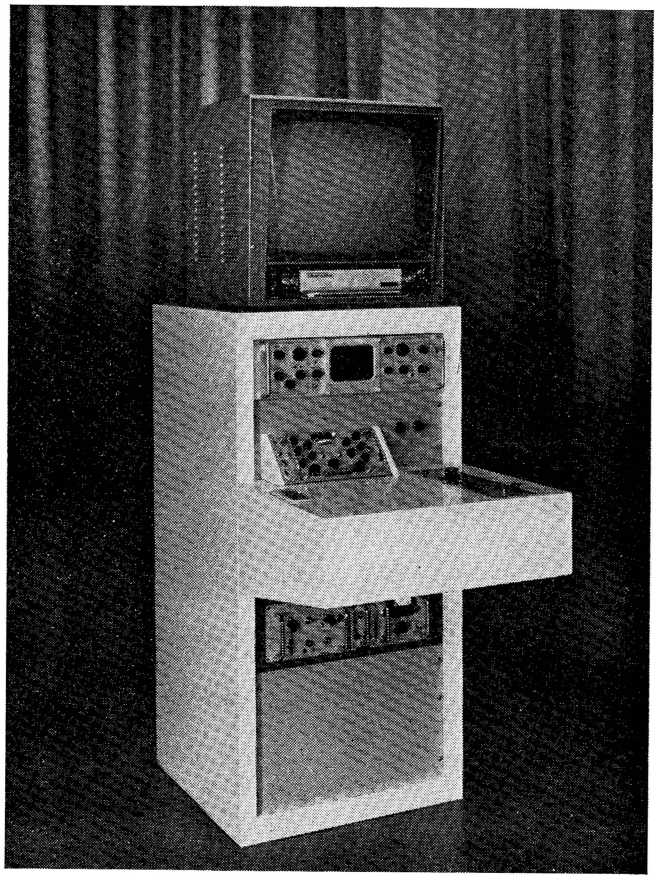


Fig. 11-8. — Caisson groupant les éléments de la voie d'équipement d'une caméra, avec moniteur de contrôle.

— *Additions des impulsions de synchronisation* verticale et horizontale, avec un rapport luminance/synchronisation tel que l'on ait, pour 1 V crête à crête du signal vidéo-fréquence composite, 0,7 V pour le signal de luminance et 0,3 V pour le signal de synchronisation;

— *Observation de la qualité des images* sur tube-écran moniteur, et de la *forme des signaux* sur oscilloscope de contrôle. Enfin, différents appareils de mesure permettent un contrôle permanent des paramètres régissant le fonctionnement du tube d'analyse (tension et courants de faisceau et de cible, en particulier).

La liaison entre la caméra et sa voie d'équipement est réalisée par câble souple composé de circuits coaxiaux (pour le transport du signal vidéo et des signaux de synchronisation et de suppression) et de circuits bifilaires (pour les tensions d'alimentation et de télécommande).

1-1-2. — *Caméras de prise de vues en couleurs*

La prise de vues en couleurs doit comporter trois analyses simultanées de la scène, selon les primaires rouge, verte et bleue, qui fourniront les trois signaux E_R, E_V et E_B. Après correction de « gamma » de chacun de ces signaux, on formera, par matriçage, le signal de luminance

$$E'_Y = 0{,}59\,E'_V + 0{,}3\,E'_R + 0{,}11\,E'_B,$$

et les signaux de chrominance

$$D_R' = E'_R - E'_Y \text{ et } D'_B = E'_B - E'_Y.$$

Il n'existe pas encore de tube spécifique d'analyse pour télévision en couleurs simultanée. Pratiquement, une caméra de TVC groupera donc en un seul boîtier les éléments utilisés pour trois ou quatre caméras de télévision achrome.

L'image optique de la scène est collectée par un seul objectif, puis envoyée sur les cibles de trois tubes analyseurs par un dispositif optique séparateur, effectuant la sélection trichrome convenable (dispositif à prismes ou à miroirs dichroïques) (fig. 11-9).

Les tubes d'analyse utilisés dans les caméras trichromes sont généralement des plumbicons, choisis pour leur sensibilité, leur faible courant d'obscurité et leur encombrement minime.

La conception d'une caméra TV couleurs à trois tubes, avec laquelle on doit reconstituer, par matriçage, l'information de luminance E'_Y, implique une certaine perte de définition sur cette dernière, en raison de la coïncidence plus ou moins parfaite des signaux d'analyse fournis par les trois tubes.

Une autre solution consiste à ajouter un quatrième tube pour l'analyse séparée de la luminance, que l'on peut alors effectuer avec un pouvoir de résolution optimal.

La figure 11-10 donne le synoptique d'une telle caméra à quatre tubes.

1-2. — *ANALYSEURS D'IMAGES FIXES*

Les analyseurs d'images fixes (diapositives ou autres) permettent d'effectuer des surimpressions, des sous-titrages, des bancs-titres, des annonces, des découpages et truquages divers, à partir de dessins ou de photographies préparées sur diapositives ou sur papier.

Deux procédés peuvent être utilisés, l'un économique, avec une caméra électronique classique, l'autre, exigeant un appareillage spécial, dit d'analyse à « flying-spot », mais assurant une meilleure définition.

1-2-1. — *Analyseurs d'images fixes à caméra vidicon*

Les caméras à tubes photicon ou image-orthicon ne sont pas utilisées pour l'analyse d'images fixes, et ce pour deux raisons : tout d'abord, leur prix de revient horaire élevé les interdit pour un emploi aussi temporaire; de plus, ces tubes analyseurs ont le défaut de se « marquer » de façon définitive lorsqu'on projette sur leur cible une image fixe pendant une trop longue durée.

Aussi choisit-on pour cet emploi le tube vidicon, qui permet, par ailleurs, la réalisation de caméras très simplifiées, adaptées aux seuls besoins de l'analyse d'images fixes. Le défaut de rémanence du vidicon, qui entraîne, dans les prises de vues de scènes animées, un certain traînage, n'a évidemment plus aucune importance ici.

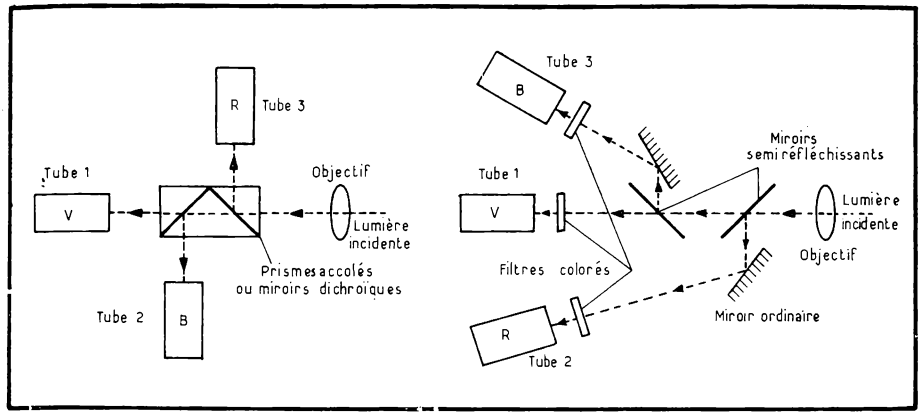


Fig. 11-9. — Deux exemples de montages optiques séparateurs trichromes utilisés dans les caméras de prise de vues TV en couleurs.

Les images sur papier sont disposées en face de l'objectif de la caméra et éclairées de façon uniforme, latéralement, afin d'éviter tout reflet.

Les vues diapositives sont placées dans un projecteur qui forme leur image sur la cible du tube analyseur.

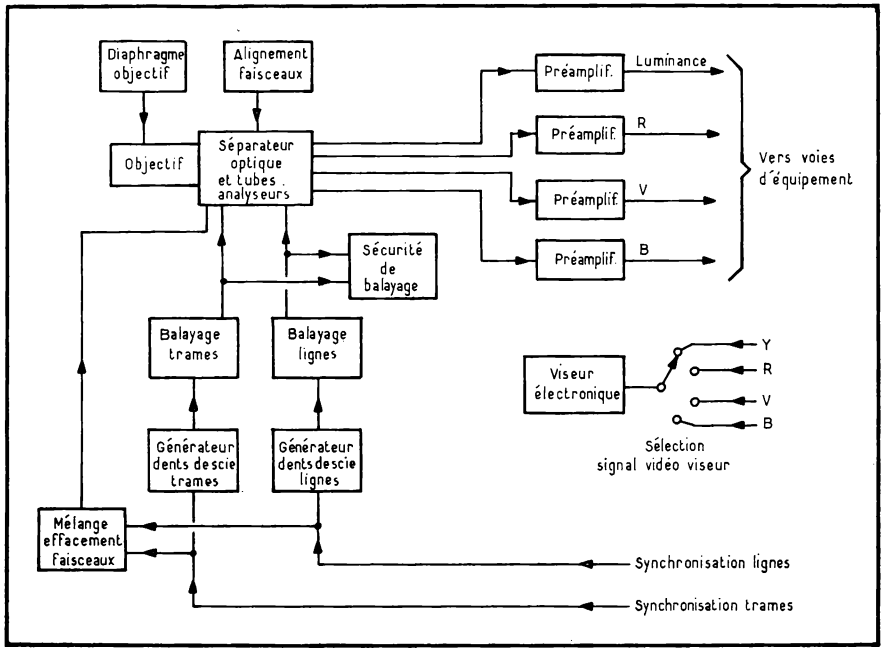


Fig. 11-10. — Synoptique d'une caméra TV couleurs, à quatre tubes analyseurs, avec voie de luminance séparée.

1-2-2. — *Analyseurs d'images fixes à point lumineux mobile (« flying-spot »)*

Le principe de l'analyse à « flying-spot » est le suivant : au lieu de former l'image électronique de la scène à analyser, éclairée uniformément, sur la cible d'un tube analyseur, on éclaire successivement, suivant les lois d'analyse TV habituelles, chaque point de cette scène, la lumière réfléchie (ou transmise, dans le cas d'une diapositive) étant recueillie par toute la surface de la cible d'une cellule photo-électrique (fig. 11-11).

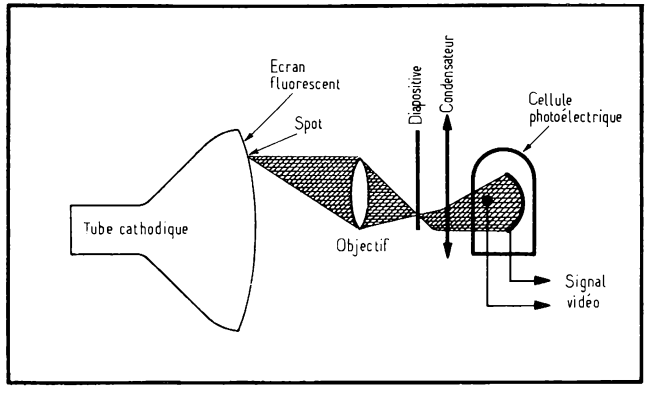


Fig. 11-11. — Principe de l'analyse à point lumineux mobile.

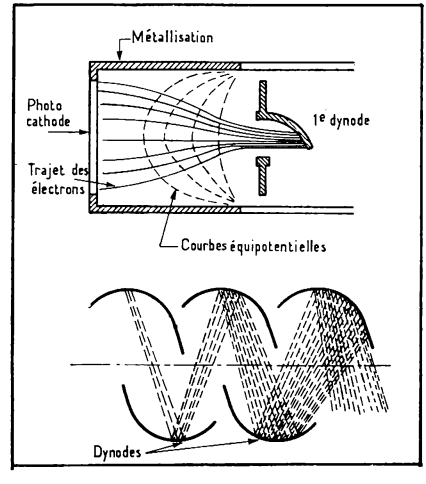


Fig. 11-12. — Dans un photomultiplicateur les électrons émis par la photocathode sont focalisés, par un champ magnétique de concentration, sur la première dynode collectrice (en haut), puis « multipliés », par un phénomène d'émission secondaire, de dynode en dynode.

On voit la simplicité du procédé, qui fut d'ailleurs utilisé, dans les temps héroïques de la télévision, pour les prises de vues en direct. L'inconvénient est évidemment que la scène doit être plongée dans le noir, le faisceau lumineux analyseur ne devant pas être « parasité » par un quelconque éclairage ambiant.

Pour l'analyse d'images fixes, cette condition peut être parfaitement remplie en disposant le support de l'image dans une « chambre noire » n'ayant que deux ouvertures : l'une pour le faisceau d'analyse, l'autre pour la cellule.

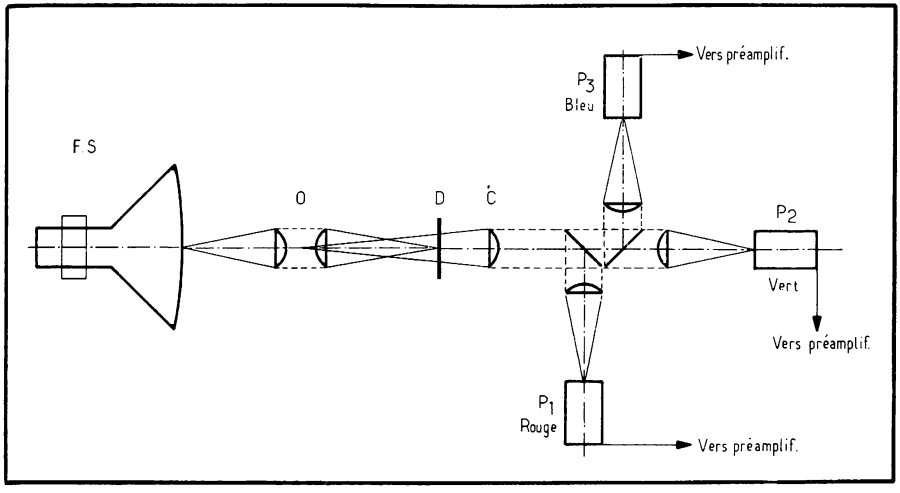


Fig. 11-13. — Séparation optique trichrome dans un analyseur à spot lumineux mobile.

La source de lumière employée est un tube cathodique spécial à spot très fin et très brillant et à faible rémanence. Le tube est balayé, avec une brillance uniforme de tout l'écran (aucune tension de modulation n'est appliquée au wehnelt qui ne sert qu'à la commande du courant continu de faisceau), suivant les lois d'analyse du standard adopté.

Les poudres luminescentes employées pour l'écran du tube cathodique sont à base d'oxyde ou de sulfure de zinc, ou de silicate calcium-magnésium. Pour l'analyse des diapositives en noir et blanc, on choisit un mélange peu rémanent donnant une lumière bleu violacé. Pour les diapositives en couleurs (même dans le cas d'une analyse en TV achrome), on est tenu d'avoir une luminescence presque blanche, ce qui se paye par une rémanence plus grande.

L'image du spot est formée, par un premier objectif, sur la diapositive. Un deuxième objectif recueille la lumière modulée par les parties sombres ou claires de la diapositive et la dirige sur la couche photo-émissive d'un photomultiplicateur, utilisé de préférence à une simple cellule photo-électrique pour le gain important qu'il procure.

Les photomultiplicateurs (fig. 11-12) équipant les analyseurs à flying-spot ont une sensibilité allant de 50 à 500 A/lm. Leur courant d'obscurité est inférieur au microampère. On obtient facilement à leur sortie un signal d'image supérieur au volt, avec un très bon rapport signal/bruit (de l'ordre de 30 à 40 dB).

Pour l'analyse en télévision couleurs, un séparateur optique trichrome envoie les trois composantes chromatiques de la lumière du spot, modulée par la diapositive, vers trois photomultiplicateurs (fig. 11-13).

Les signaux vidéo recueillis à la sortie des photomultiplicateurs doivent subir certaines corrections, particulièrement en ce qui concerne le traînage, le « gamma » et la définition (correction d'ouverture).

— *Correction du traînage.* — A cause de son déplacement rapide sur l'écran du tube cathodique, générateur de la lumière d'analyse, et de la légère rémanence des poudres luminescentes utilisées, le spot ne se présente pas comme une tache circulaire, mais comme une sorte de comète, dont la queue

a pour effet d'augmenter le niveau du palier de courant correspondant au blanc (et le temps mis pour l'atteindre), dans le cas d'une transition noir-blanc (fig. 11-14), par exemple.

Pour corriger ce défaut, on dérive le signal initial par un circuit dont la constante de temps est égale à celle constatée sur le défaut. La déformation subie par le signal compense ainsi la déformation due à l'ovalisation du spot.

— *Correction de gamma.* — Le tube cathodique des récepteurs de télévision achrome a un « gamma » compris entre 1,8 et 2; celui des tubes trichromes est de l'ordre de 2,2 pour chaque canon.

Or, d'une part, les photographies sur film ou sur papier ont un « gamma » généralement supérieur à 1 (de l'ordre de 1,3 pour les diapositives ou les films en couleurs), d'autre part la caractéristique lumière/courant des photomultiplicateurs est parfaitement linéaire, dans la plage où elle est utilisée.

Il faut donc appliquer une correction de « gamma » (avec un amplificateur à contre-réaction variable en fonction du niveau, par exemple), pour obtenir un « gamma » final de l'ordre de 0,5.

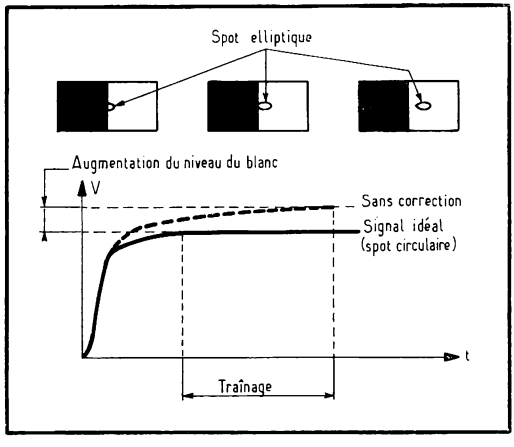


Fig. 11-14. — Effet de traînage dû à l'ovalisation du spot d'analyse.

— *Correction de définition,* dite encore « correction d'ouverture ». — Elle est rendue nécessaire par les pertes de résolution entraînées par les dimensions non nulles du spot d'analyse et les pertes dues au système optique et à la diapositive elle-même. Elle consiste à augmenter la raideur des fronts du signal vidéo, en dérivant deux fois le signal et en ajoutant la dérivée seconde obtenue au signal initial (fig. 11-15).

1-3. — *LES TÉLÉCINÉMAS*

Les films de format 16 ou 35 mm constituent une part importante des programmes de télévision. Ils peuvent avoir été réalisés lors de reportages, ou pour mettre en mémoire des émissions TV destinées à être diffusées en différé; ils peuvent encore provenir du réseau commercial des salles de cinéma. Dans ce dernier cas, ils ont été enregistrés à la cadence de 24 images par seconde.

La fréquence d'images en télévision (en Europe) étant de 25 par seconde,

on pourra, sans inconvénient, augmenter la vitesse de projection des films du commerce jusqu'à cette valeur pour les besoins de l'analyse TV; l'accroissement de vitesse de 4 % qui en résulte est pratiquement indécelable par l'œil. Pour le son (enregistré en synchronisme avec l'image), il en résultera une légère augmentation de la tonalité, peu perceptible, sauf pour des oreilles très exercées.

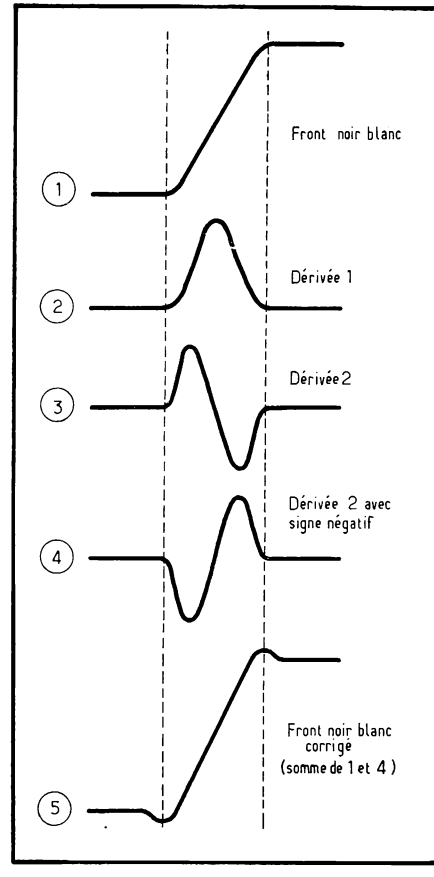


Fig. 11-15. — Principe de la correction de définition consistant à augmenter la raideur des fronts d'un signal transitoire (**1**) en lui ajoutant le produit d'une double dérivation (**2** et **3**), après changement de signe (**4**).

Il n'en est pas de même avec le standard américain (30 images par seconde), où la différence trop importante entre les cadences d'images de films et de TV entraîne la nécessité d'utiliser des artifices plus ou moins complexes. On peut, par exemple, analyser, pendant deux trames TV, une image du film, puis, pendant trois trames, l'image suivante du film, puis, pendant deux trames, l'image suivante, etc. Pendant chaque cycle de cinq trames, on a donc analysé deux images de film, ce qui correspond au rapport des cadences 60 trames TV/24 images de film, soit 5/2.

Selon qu'ils sont conçus avec un dispositif de déroulement du film identique à ceux utilisés dans les techniques cinématographiques (déroulement saccadé) ou suivant un système plus spécifique des techniques de télévision (déroulement continu), on peut classer les télécinémas en deux grandes catégories.

1-3-1. — *Télécinémas à déroulement saccadé*

Dans les projecteurs de cinéma, le déroulement saccadé du film est obtenu par une croix de Malte entraînée par une roue à picots tournant au rythme de 24 tours par seconde (fig. 11-16). Lorsque le picot est engrené dans la croix de Malte, le film est rapidement entraîné sur une longueur correspondant à la hauteur d'une image. En même temps, un obturateur occulte le faisceau lumineux de projection. L'escamotage de chaque image, et son remplacement par la suivante, est donc effectué dans l'obscurité, en un temps assez court (10 ms), mais représentant cependant le quart de la période d'image (40 ms). Pendant les 3/100 de seconde qui suivent l'escamotage, l'obturateur est ouvert et l'image est projetée sur l'écran, jusqu'à ce que le picot s'engrène de nouveau sur une branche de la croix de Malte.

On peut disposer, devant le projecteur, une caméra sur la cible de laquelle sera formée, par une optique appropriée, l'image du film. Le tube image-orthicon n'est pas très bien adapté pour une analyse de ce genre, à moins que le film n'ait été développé spécialement avec un contraste suffisamment faible. Aussi emploie-t-on, de préférence, le tube photicon ou, mieux encore, le vidicon.

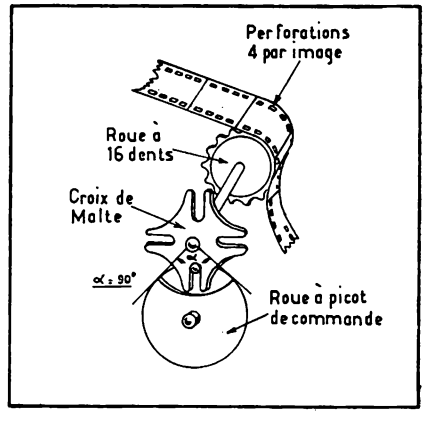


Fig. 11-16. — Système d'entraînement saccadé par croix de Malte classiquement utilisé dans les projecteurs cinématographiques.

Le principe de fonctionnement du photicon (*cf.* chap. 4) repose sur l'accumulation de charges électrostatiques sur la cible, entre deux balayages successifs. On pourrait donc projeter l'image sur la cible pendant la durée d'analyse de deux trames (soit une image TV), mais il faudrait alors procéder à l'escamotage mécanique de l'image du film et à son remplacement par l'image suivante en un temps n'excédant pas la durée de suppression de trame (c'est-à-dire 1,5 ms environ, en 625 l., contre 10 ms dans les projecteurs cinématographiques classiques). Cela exigerait un mécanisme très rapide, et les perforations latérales d'entraînement du film résisteraient difficilement aux accélérations subies (notons qu'un système d'entraînement rapide par détentes successives d'air comprimé, n'utilisant pas les perforations du film, a été mis au point).

On a donc adopté la solution de projeter l'image sur la cible pendant la durée de suppression de balayage et d'effectuer l'analyse électronique, dans l'obscurité, grâce à la mémoire électrostatique de la cible. Une mise en phase très précise assure l'ouverture de l'obturateur pendant un temps très bref, coïncidant avec chaque suppression de trame (soit 1,5 ms tous les 1/50 de seconde), et l'entraînement du film pendant que s'effectue l'analyse électronique.

Avec le vidicon, le mécanisme de projection du film, avec défilement saccadé, peut être nettement simplifié (fig. 11-17). En fait, il reste pratiquement identique au mécanisme utilisé en projection cinématographique (hormis le fait qu'il est inutile d'obturer l'image une fois au cours de sa projection pour obtenir une fréquence subjective de 2×25 images par seconde, afin d'éviter l'effet de papillotement, puisque la fréquence de trames TV est de 50 par seconde). En effet, la rémanence du vidicon présente, en cette occurrence,

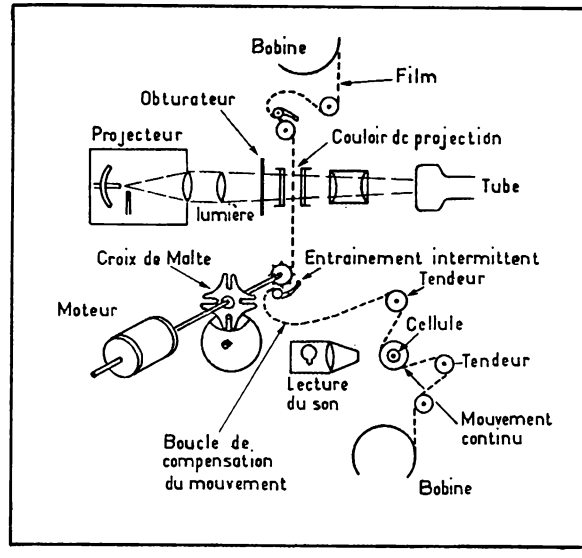


Fig. 11-17. — Schématisation du système d'entraînement du film et du système optique dans un télécinéma à vidicon.

un avantage : elle permet de procéder à l'escamotage de l'image du film et à son remplacement par l'image suivante avec une phase quelconque par rapport à la séquence de balayage TV. On peut même analyser sans difficulté à 25 images TV par seconde des films tournés et projetés à 16 images par seconde, ou à 30 images TV des films projetés à 24 images par seconde.

La faible sensibilité du vidicon n'est pas une gêne, car on dispose d'autant de lumière que l'on veut dans un projecteur de film. De plus, la courbe de réponse spectrale des tubes vidicon correspond d'assez près à la sensibilité différentielle de l'œil en vision colorée : utilisé pour l'analyse en TV achrome de films en couleurs, le vidicon assurera donc un bon rendu de la gamme des gris.

Les corrections apportées au signal délivré par un télécinéma à tube vidicon sont du même type que celles appliquées dans les analyseurs d'images fixes équipés de ce genre de tubes.

Bien qu'il soit, en principe, possible de réaliser, pour l'analyse en TV couleurs, des télécinémas à déroulement saccadé (avec séparateur optique trichrome et trois tubes analyseurs), il semble, dans l'état actuel de la technique, que le choix se porte de plus en plus sur les télécinémas à déroulement continu et à spot lumineux mobile (« flying-spot »).

1-3-2. — *Télécinémas à déroulement continu et analyse par « flying-spot »*

Leur principe d'analyse, avec un tube cathodique, fournissant le spot lumineux mobile, et un photomultiplicateur, recueillant la lumière modulée, point par point, par la pellicule du film, est identique à celui des analyseurs d'images fixes décrits plus haut.

Comme la durée de suppression trame est trop faible pour permettre le remplacement de l'image du film, qui vient d'être analysée, par la suivante, et comme l'analyse par flying-spot est dépourvue de tout effet de mémoire, permettant l'escamotage de l'image du film au cours de l'analyse (comme avec le photicon et le vidicon), il a fallu mettre au point un dispositif spécial à déroulement continu (fig. 11-18).

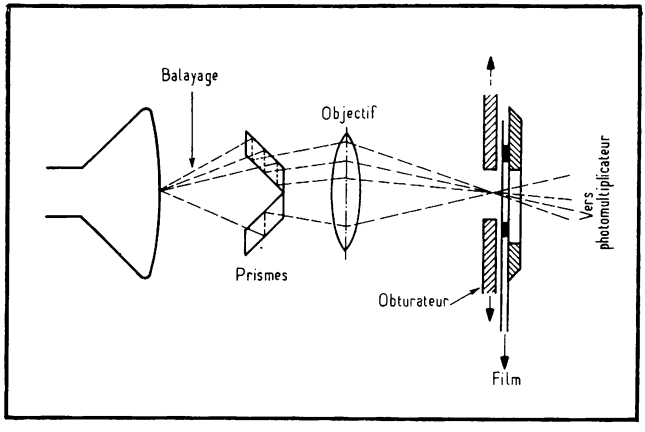


Fig. 11-18. — Optique à prismes utilisée dans un télécinéma à déroulement continu du film.

Le film défile devant l'optique à la vitesse d'une demi-hauteur d'image de la pellicule pendant la durée de balayage d'une trame TV. Un système optique spécial forme, à partir du point lumineux du tube, une double image sur le film : un obturateur masque l'un de ces deux faisceaux et laisse passer l'autre vers la pellicule et le photomultiplicateur, pendant la durée d'une trame. Pendant la trame suivante, l'ordre des faisceaux occulté et transmis est inversé.

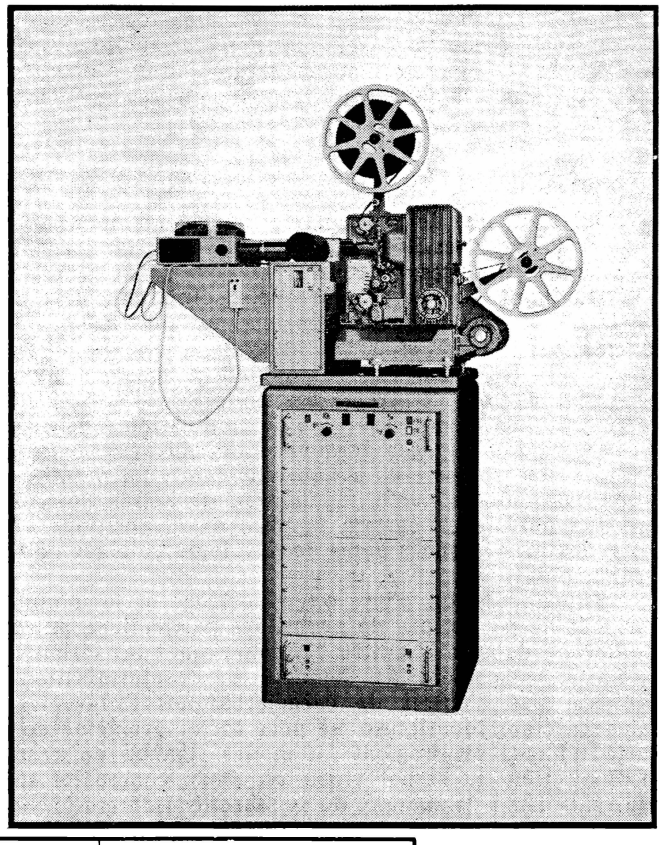
Pendant cette même durée de trame, on balaie le tube cathodique sur la moitié de sa hauteur, l'autre moitié étant balayée pendant la trame suivante.

Le processus d'analyse est le suivant : pendant la durée d'une trame le film se déplace d'une demi-hauteur d'image, dans un sens, et l'image du spot d'une demi-hauteur d'image, en sens inverse. En conséquence, toute l'image du film se trouve ainsi analysée (fig. 11-19 *a* et *b*). Pendant la trame suivante, l'obturateur découvre le deuxième faisceau lumineux, décalé d'une demi-hauteur d'image de film par rapport au précédent. Ce faisceau rattrape l'image qui vient d'être analysée et l'analyse une deuxième fois, suivant une trame entrelacée avec la précédente, grâce à un léger décalage des optiques (fig. 11-19 *c* et *d*).

Après l'analyse de deux trames successives, le film s'est donc déplacé de la hauteur d'une image entière et le même processus recommence pour l'image suivante.

Les systèmes optiques dédoublant l'image du spot peuvent être de deux sortes : à prismes ou à objectif double. Dans le premier cas, on perd la moitié de la lumière du spot. La seconde solution procure une meilleure luminosité, mais son prix de revient est plus élevé. Pour l'analyse en TV couleurs, c'est elle qui prévaudra, car il faut disposer du maximum de luminosité, le séparateur optique trichrome entraînant une atténuation non négligeable (fig. 11-20).

Pour la télévision achrome, on utilisera un tube cathodique à luminescence bleue, et pour la télévision en couleurs, à luminescence blanche, tous deux à faible rémanence.



Vue d'un télécinéma : à droite, le dérouleur de film, à gauche, le tube analyseur ; l'équipement électronique est contenu dans l'armoire.

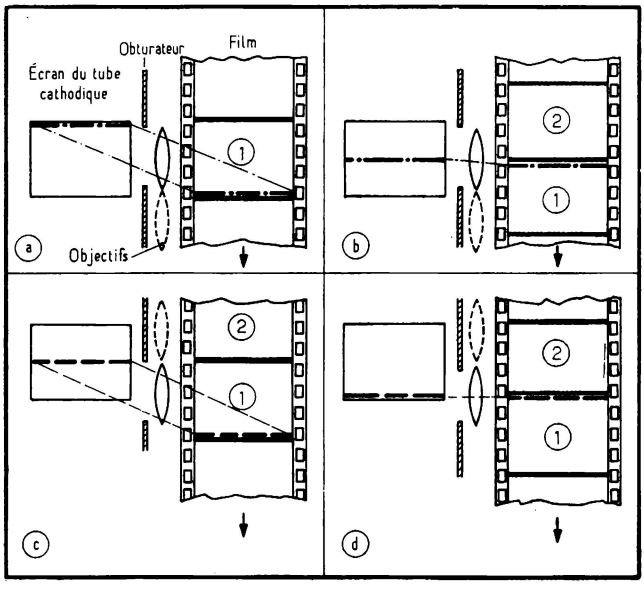


Fig. 11-19. — Processus d'analyse en deux temps (deux trames) dans un télécinéma à déroulement continu.

Les circuits de correction de « gamma », de traînage et d'ouverture, seront du même type que ceux employés dans les analyseurs d'images fixes à flying-spot. Notons que le déroulement du film doit être synchronisé avec une grande précision sur le balayage de trame, pour assurer l'entrelacé (ce qui exclut l'emploi de films à 16 images par seconde).

1-4. — *LES CONVERTISSEURS OPTIQUES DE STANDARDS*

Pour l'échange de programmes de télévision élaborés suivant des normes différentes, la nécessité d'une conversion de standards, au niveau des centres producteurs d'images, s'impose.

Examinons rapidement sur quels points va porter cette conversion :

— Le son est toujours transmis sur une porteuse située hors du canal image; le signal B.F. sera donc démodulé, puis modulera la nouvelle porteuse son suivant les normes correspondant au nouveau standard;

— Le signal vidéo-fréquence composite peut exiger deux sortes de conversion : l'une concerne le type de modulation (positive ou négative); l'autre les normes de balayages (fréquence de balayages horizontal et vertical; forme et durée des « tops » de synchronisation). La première exige une démodulation, puis une nouvelle modulation de l'onde porteuse image; la seconde entraîne parfois un certain nombre de dispositions assez complexes, pour éviter les interférences entre deux valeurs voisines de balayage (50 et 60 Hz, par exemple).

La démodulation d'une onde porteuse et la modulation d'une nouvelle porteuse ne posent pas de problèmes particuliers, autres que ceux que nous étudierons dans le chapitre 13, concernant les circuits d'émission.

Le remplacement de signaux de synchronisation de caractéristiques données, par d'autres de caractéristiques différentes (les fréquences de balayage étant identiques) ne pose qu'un problème de séparation du signal vidéo d'image proprement dit et des signaux de synchronisation, puis de reconstitution du signal vidéo-fréquence composite aux nouvelles normes, par réinsertion de signaux de synchronisation conformes à ces dernières.

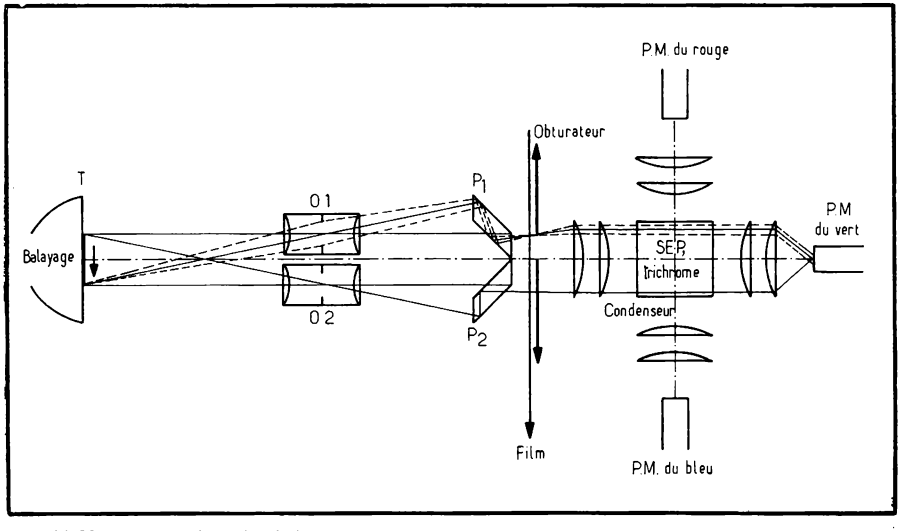


Fig. 11-20. — Dans les télécinémas couleurs, il est préférable d'utiliser des optiques à double objectif pour disposer du maximum de luminosité.

Mais si les caractéristiques d'analyse sont différentes, et c'est souvent le cas (819 l., 625 l., 405 l.; 50 tr. et 60 tr.), il faut utiliser des équipements d'autant plus complexes que l'on désire une meilleure qualité de conversion.

La première solution consiste à utiliser une caméra classique de prise de vues, analysant suivant le standard désiré une image reproduite sur l'écran d'un récepteur, balayé suivant l'autre standard. Il est alors préférable d'employer un tube-écran ou un tube analyseur (tel que le vidicon) à temps de rémanence assez long (1/50 de seconde environ), pour atténuer les effets dus aux différences de fréquence de balayages. Ce procédé présente un certain nombre d'inconvénients : perte de définition entraînée par la double analyse, à l'émission d'origine et à la conversion, et par le transfert optique supplémentaire; traînage dû à la rémanence nécessaire du tube-écran ou du tube analyseur; battement inévitable pour la conversion entre standards de fréquences de trames 50 et 60 Hz, etc.

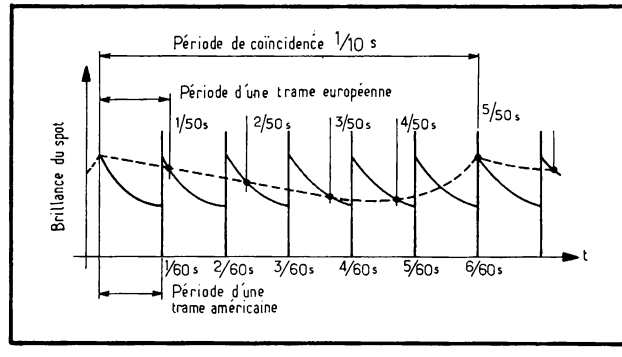


Fig. 11-21, ci-contre. — Dans une conversion optique 50 Hz-60 Hz, le battement entre ces deux fréquences produit une modulation parasite de la luminosité (courbe en pointillés).

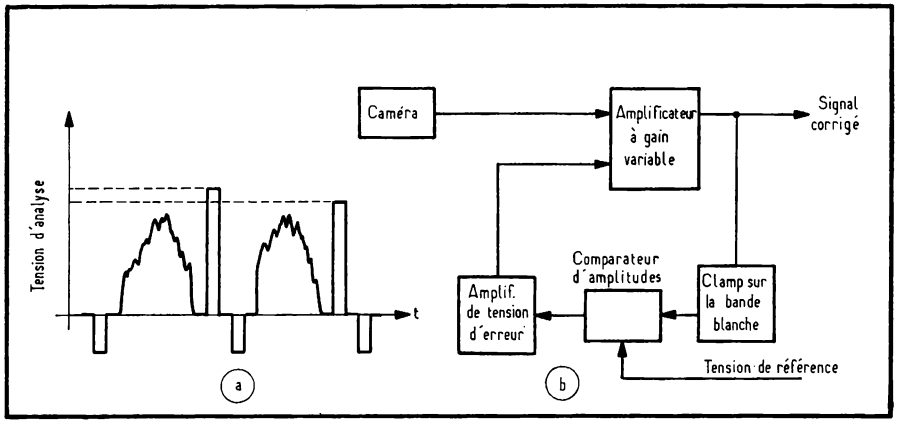


Fig. 11-22, ci-dessous. — Principe de la correction du scintillement dans un convertisseur optique de normes de balayage vertical différentes.

Si l'augmentation de la rémanence du tube-écran et du tube analyseur est un palliatif suffisant pour passer d'un nombre de lignes donné à un autre, il n'en est pas de même, en effet, lorsque les normes de balayage vertical sont différentes. Le battement entre le 50 Hz et le 60 Hz entraîne une modulation parasite de la luminosité de l'écran, variant à une fréquence de 10 Hz, qui se traduit par un effet de scintillement inacceptable (fig. 11-21). Pour réduire ce défaut à des proportions raisonnables, on est amené à utiliser un correcteur de scintillement : une barre au blanc maximal est insérée sur le bord droit de l'image aux normes d'origine (fig. 11-22); par un système de

« clamp », la tension d'erreur entre le signal délivré par l'analyseur à chaque fin de ligne et une tension de référence commande un amplificateur à gain variable, qui compense les variations de luminosité moyenne dues au battement à 10 Hz.

Il n'existe, à l'heure actuelle, aucun convertisseur de type optique utilisable en télévision en couleurs. Aussi a-t-on dû étudier des convertisseurs purement électroniques (d'ailleurs également applicables, avec succès, à la télévision noir et blanc), qui offrent une solution élégante au problème délicat de la double conversion de normes de balayages et de systèmes de codage, exigée par les échanges de programmes de TV couleurs. Nous étudierons plus loin le principe de fonctionnement de ces convertisseurs et transcodeurs.

2. — Sources électroniques du signal d'image

2-1. — *LES ANALYSEURS MONOSCOPES*

Pour la transmission d'images fixes utilisées fréquemment, telles que les mires servant au contrôle des équipements de transmission et de réception, on a avantage à ne pas mobiliser en permanence une caméra classique dont le tube peut, d'ailleurs, présenter des défauts, le rendant impropre à cet emploi (manque de définition du vidicon, marquage, à la longue, des tubes photicon ou image-orthicon lorsqu'ils sont toujours impressionnés par la même image).

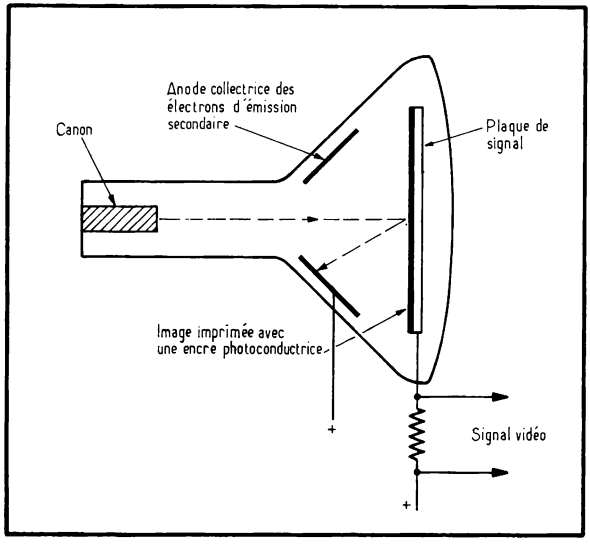


Fig. 11-23. — Constitution d'un tube monoscope.

Les monoscopes sont des tubes analyseurs dans lesquels on a remplacé la couche photosensible par une image (dessin, texte ou photographie) déposée par un procédé d'impression classique, avec une encre plus ou moins conductrice, sur la plaque-signal métallique (fig. 11-23).

Le principe de fonctionnement des monoscopes peut être expliqué par l'utilisation soit des différences de résistivité aux différents points de la cible

(suivant l'épaisseur de l'encre en ces points), soit des différences de courant d'émission secondaire, variable avec la densité de l'encre au point d'impact du faisceau électronique.

2-2. — *LES GÉNÉRATEURS DE MIRES ÉLECTRONIQUES*

L'ensemble des circuits fournissant directement, sans l'intermédiaire d'un analyseur optique ou d'un analyseur monoscope, un signal vidéo-fréquence, correspondant, en général, à un dessin géométrique simple (*cf.* chap. 10, § 3-2-1), est appelé générateur de mire électronique.

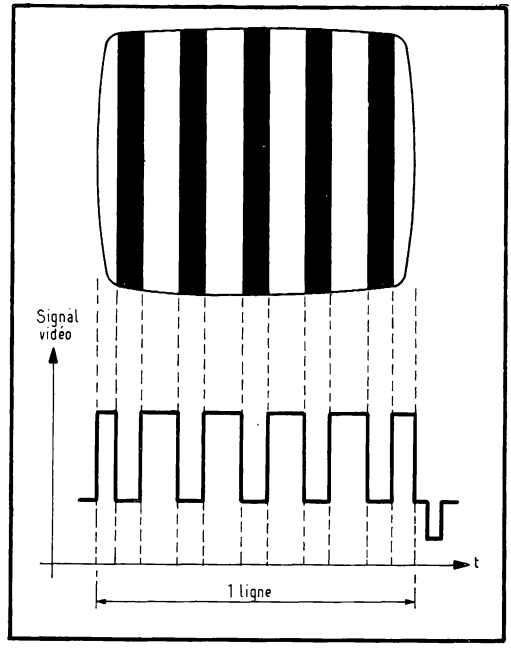


Fig. 11-24. — Signal vidéo correspondant à une « mire de barres » alternativement noires et blanches.

Dans le cas de la télévision achrome, on peut obtenir, par exemple, des barres verticales noires sur fond blanc avec un multivibrateur à fréquence de récurrence variable (on peut ainsi augmenter ou diminuer le nombre de barres), fournissant des créneaux asymétriques (fig. 11-24). Un « dégradé » constitué par des barres verticales allant du noir au blanc (signal de demi-teintes) est obtenu avec un signal « en escalier », etc.

Dans le cas de la télévision en couleurs, on obtiendra différentes barres de couleurs, verticales, avec trois circuits bistables synchronisés de façon convenable, équipant chacune des voies, rouge, bleue et verte, qui attaquent le codeur (fig. 11-25).

Pour la maintenance des appareils récepteurs, il existe des générateurs de mires électroniques, fournissant des signaux vidéo-fréquence composites complets (avec signaux de synchronisation et, pour la couleur, signal de chrominance codé), et même une onde porteuse V.H.F. ou U.H.F. modulée par ces signaux, suivant des normes déterminées. Ces appareils sont évidemment d'une précision plus ou moins grande, quant à leur conformité par rapport aux normes d'émission, suivant l'usage auquel on les destine.

3. — Codeurs et décodeurs en télévision couleurs

Les sources optiques des signaux vidéo délivrent, en télévision noir et blanc, un signal qui, après correction de « gamma » éventuelle et adjonction des signaux de synchronisation, est complet et peut, théoriquement, être diffusé tel quel. En télévision en couleurs, les analyseurs fournissent trois signaux E_R, E_B, E_V qui, après correction de « gamma » donnant E'_R, E'_V et E'_B, doivent passer par une matrice et par un codeur.

La matrice effectue les différentes combinaisons permettant d'obtenir les signaux :

— De luminance : $E'_Y = 0{,}3\ E'_R + 0{,}59\ E'_V + 0{,}11\ E'_B$ (*) ;

— De différence de couleurs : $E'_R - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$.

Le codeur élabore, à partir de E'_Y, D'_R et D'_B, le signal vidéo composite, avec sa sous-porteuse couleurs modulée suivant les normes du système choisi.

L'ensemble des circuits de matriçage et de codage se présente suivant le synoptique de la figure 11-26, pour le système *SECAM IIIb*. Après la matrice, on trouve deux voies distinctes : la voie de luminance et la voie de chrominance.

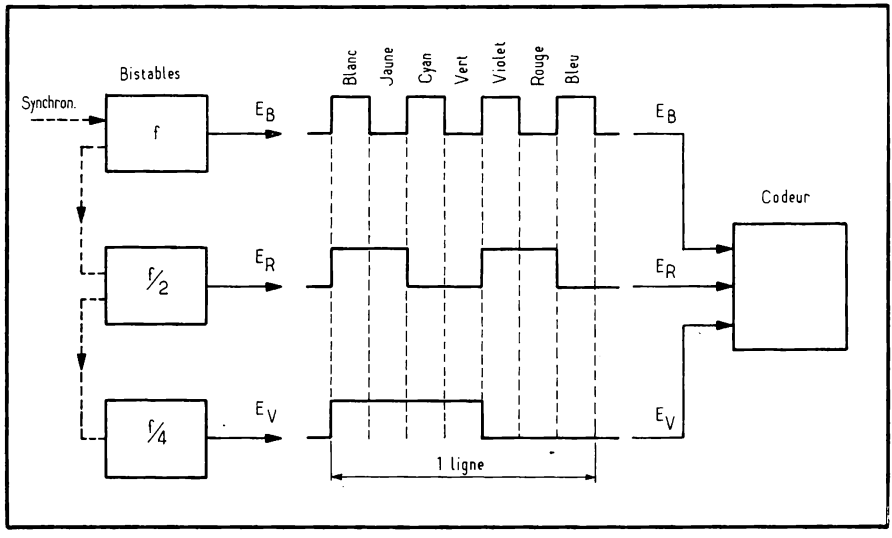


Fig. 11-25. — Principe de l'obtention d'une mire de barres de couleurs à partir de signaux fournis par trois multivibrateurs.

La voie de luminance amplifie E'_Y auquel on ajoute les signaux de synchronisation et de suppression; cette voie comporte une ligne à retard remettant le signal de luminance en phase avec le signal de chrominance, à la sortie du codeur. Pour améliorer la protection de la sous-porteuse *SECAM* contre la diaphotie, due aux composantes de luminance admises dans la voie de chrominance du récepteur, et qui pourrait entraîner le phénomène de

* Dans le cas de l'utilisation d'une caméra à tube analyseur de luminance séparé, cette opération de matriçage est évidemment inutile.

capture pour des amplitudes de ces composantes plus importantes que l'amplitude de la sous-porteuse (*cf.* chap. 9, § 2-3), on a pourvu la voie de luminance d'un circuit antidiaphotie, jouant, en quelque sorte, le rôle de compresseur de dynamique : lorsque l'amplitude des composantes de luminance de fréquence correspondant à la bande chrominance dépasse une valeur critique, elle est ramenée automatiquement au-dessous de cette valeur.

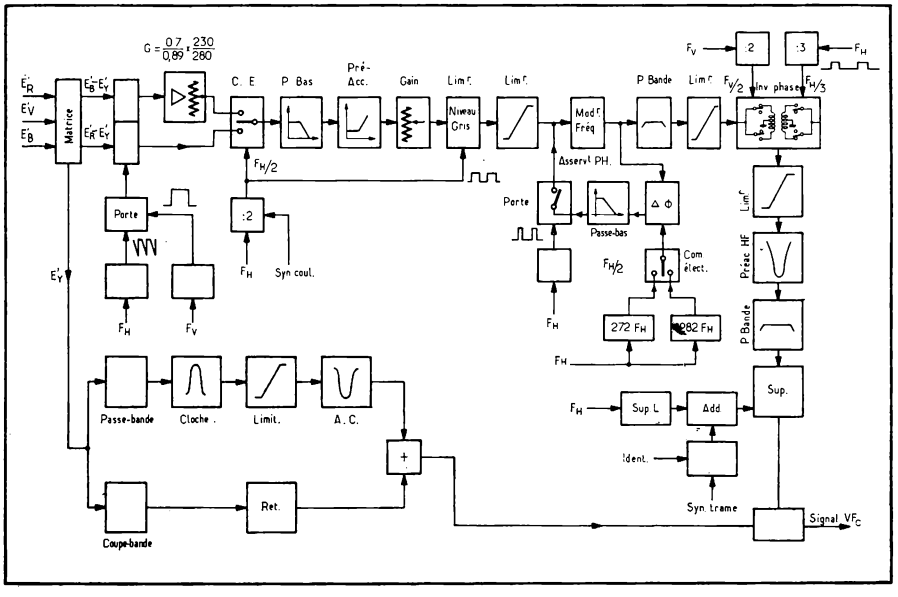


Fig. 11-26. — Synoptique des circuits de matriçage et de codage en SECAM III b.

La voie de chrominance comporte une deuxième matrice élaborant les signaux de différence de couleur *SECAM :*

$$D'_R = -1{,}9\,(E'_R - E'_Y);$$
$$D'_B = +1{,}5\,(E'_B - E'_Y).$$

Après préaccentuation et limitation, l'un des signaux de différence de couleurs, commuté suivant le principe séquentiel de lignes du *SECAM,* module en fréquence la sous-porteuse (de fréquence de repos correspondant au signal commuté D'_R ou D'_B). La phase de cette dernière est inversée, une ligne sur trois et toutes les trames. Puis, après mise en forme (courbe-anticloche), suppression de la sous-porteuse pendant la période de transmission des signaux de synchronisation de lignes et de trames, et addition des signaux d'identification de couleurs, la sous-porteuse modulée est incorporée au signal de la voie de luminance.

Le décodeur n'est pas inclus dans la liaison normale entre la prise de vues et l'émetteur. Un certain nombre de décodeurs sont tout de même indispensables aux fins de mesure ou de transcodage, comme nous le verrons par la suite. Nous ne nous étendrons pas sur ce sujet, le principe de fonctionnement des décodeurs *SECAM* ayant été exposé dans le chapitre 9, et leur description étant traitée dans la partie « Réception » de cet ouvrage.

4. — Générateurs de signaux de base composites

Pour assurer une parfaite synchronisation des différentes sources de signal vidéo-fréquence, d'une part, et envoyer, d'autre part, vers l'émetteur un signal V.F.C. ne présentant pas de discontinuité de synchronisation lors de la commutation des sources, il faut disposer de signaux issus d'une même « centrale ». A cette fin, on produit des signaux pilotes à fréquence de trames et de lignes (ou de demi-lignes), à partir desquels on forme les signaux de blocage des analyseurs, les signaux de suppression et les signaux de synchronisation, ces derniers asservissant le balayage des analyseurs, d'une part, et s'incorporant au signal V.F.C., d'autre part, pour asservir au même rythme les récepteurs.

Notons que lorsque le signal V.F.C. provient d'une source extérieure au centre producteur d'images (cars de reportage, liaison hertzienne), il est de règle de le débarrasser de ses signaux de synchronisation d'origine pour les remplacer par ceux du centre producteur. Ce sera nécessairement le cas, évidemment, lors d'une conversion de normes.

Enfin, lors d'émission de télévision en couleurs, il faut prévoir, en plus des signaux que nous venons de citer, la sous-porteuse dont la fréquence est étroitement liée à la fréquence de lignes, et certains signaux d'identification ou de remise en phase.

4-1. — *PRODUCTION DE SIGNAUX PILOTES*

Comme leur nom nous l'indique, les signaux pilotes ont pour rôle de commander la fréquence de tous les signaux de synchronisation, suppression, blocage et remise en phase.

En fait, on part d'un seul signal, tête de file des signaux pilotes. Ce signal aura pour valeur un multiple commun de la fréquence de trames et de la fréquence de lignes, soit, en général, $2 \times f_H$. Suivant le cas, la fréquence de ce signal est asservie à un quartz de haute précision ou à la fréquence du réseau, par un système à comparateur de phase, par exemple. Par une cascade de diviseurs, on obtiendra ensuite tous les signaux pilotes désirables.

Prenons le cas du 625 lignes, 50 trames (fig. 11-27) :

Signal pilote tête de file : 31 250 Hz;
Signal pilote f_H : 31 250/2 = 15 625 Hz;
Signal f_V : 31 250/5 = 6250 Hz;
6250/5 = 1250 Hz;
1250/5 = 250 Hz;
250/5 = 50 Hz.

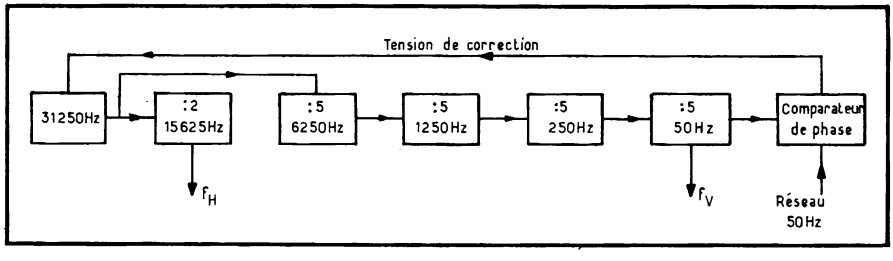


Fig. 11-27. — Principe de la production des différents signaux pilotes à partir d'un seul signal piloté par quartz ou asservi à la fréquence du secteur.

4-2. — *PRODUCTION DES SIGNAUX DE BLOCAGE, DE SUPPRESSION ET DE SYNCHRONISATION*

Les signaux de blocage sont destinés aux tubes analyseurs et ont pour fonction de supprimer le faisceau d'analyse pendant la durée des retours de balayages lignes et trames. Ce sont des créneaux négatifs correspondant à ces périodes qui sont donc appliqués aux grilles de commande des analyseurs.

Dans le cas de tubes à électrons lents, le signal délivré correspond alors, pendant la suppression du spot, au niveau du noir (abstraction faite du courant d'obscurité). Avec les tubes à électrons rapides, le créneau négatif de blocage entraîne l'apparition de signaux parasites d'amplitude non négligeable (fig. 11-28) qu'il faut éliminer.

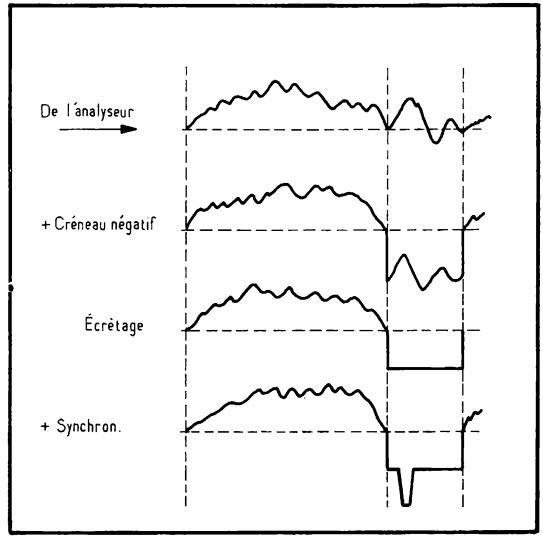


Fig. 11-28. — Elaboration du signal vidéo-fréquence composite et élimination des signaux parasites apparaissant au blocage du tube analyseur.

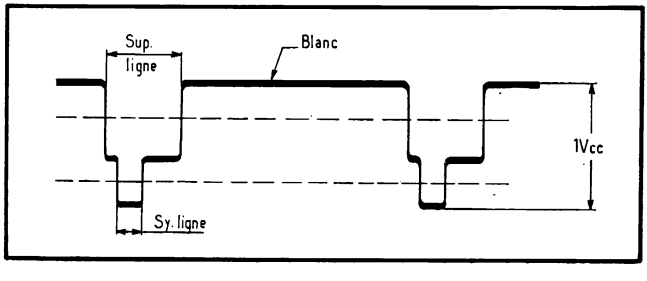


Fig. 11-29. — Signal de base unique distribué aux sources d'images d'un même centre producteur.

Après addition du créneau négatif de suppression et écrêtage, on ajoute le signal de synchronisation de lignes, de forme et de durée normalisées, et le signal de synchronisation de trames, simple (819 l.) ou découpé au rythme de la demi-fréquence de lignes et accompagné des signaux de pré et de post-égalisation (625 l.).

Les signaux de blocage sont identiques, en durée et en forme, aux signaux de suppression. On peut donc considérer qu'il y a quatre signaux de base :

suppression lignes; synchronisation lignes; suppression trames; synchronisation trames. A ces signaux, il faut encore ajouter les lignes-test (ligne-test T_1, dite « de caméra », pour l'analyseur, et les lignes-test T_0, T_1, T_2, T_3 et T_4 pour l'émetteur).

Au lieu de fournir séparément tous ces signaux, il est plus pratique de les grouper : on obtient, en fait, un signal vidéo complet correspondant à une image blanche (fig. 11-29). Ce signal, unique pour un centre producteur d'images donné, est distribué à toutes les sources d'images qui en prélèvent les signaux nécessaires à leur fonctionnement synchrone.

4-3. — *SIGNAUX PROPRES AUX ÉQUIPEMENTS DE TV COULEURS*

Dans le cas du *SECAM IIIb*, par exemple, il faut distribuer, en plus des signaux de base ci-dessus mentionnés, un signal de commutation destiné à commander le rythme de transmission séquentielle des deux signaux de chrominance. On peut, à cet effet, incorporer, dans le signal de base unique, une salve de sous-porteuse à phase alternée de ligne en ligne. On peut encore, et c'est la solution actuellement adoptée par l'*O.R.T.F.*, distribuer un signal supplémentaire en créneaux, à fréquence de récurrence $f_H/2$, qui asservira les codeurs (fig. 11-30).

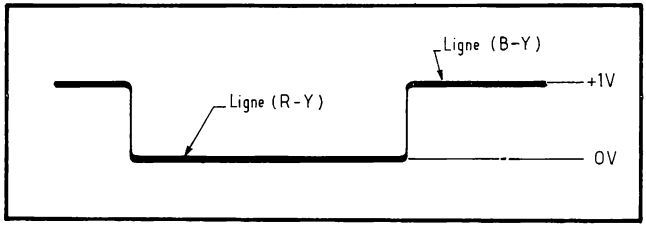


Fig. 11-30. — Signal de base supplémentaire de fréquence $f_H/2$ distribué aux sources d'images en couleurs.

Les deux fréquences de sous-porteuse du *SECAM*, liées à la fréquence de lignes (272 f_H pour D'_B et 282 f_H pour D'_R), sont générées au niveau des codeurs.

5. — Conversions de normes de balayages et transcodages de systèmes de TVC

5-1. — *CONVERTISSEURS ÉLECTRONIQUES DE NORMES*

Nous avons vu les inconvénients des systèmes de conversion du type optique. On peut concevoir des tubes spéciaux, à deux canons électroniques, l'un inscrivant, l'autre lisant sur la même cible, suivant des normes d'analyse différentes. On éviterait ainsi l'intermédiaire optique et la dégradation de l'image qui s'ensuit. La cible de ce tube spécial devrait présenter la caractéristique de garder en mémoire l'image inscrite par le premier faisceau, le deuxième faisceau effaçant cette image au fur et à mesure qu'il l'analyse. De tels tubes ont été réalisés et sont utilisés pour la transformation d'images de radar, inscrites en coordonnées polaires, en images TV obtenues suivant des lois d'analyse différentes. Leur rémanence assez grande (jusqu'à plusieurs dizaines de secondes), due à leur principe de fonctionnement (inscription

rapide par faisceau d'électrons très accélérés, effacement très lent par faisceau de lecture peu accéléré), qui est un avantage pour la transformation des images de radar en images TV, est incompatible avec les cadences de succession des images de télévision.

En tout état de cause, même en admettant la mise au point d'un tube convertisseur répondant aux normes de télévision en noir et blanc (*), ce tube pourrait difficilement convertir des systèmes de couleurs différents. Aussi s'oriente-t-on, dans ce domaine, vers la réalisation de convertisseurs à mémoire de ligne et à mémoire de trame, dont nous allons exposer brièvement les principes.

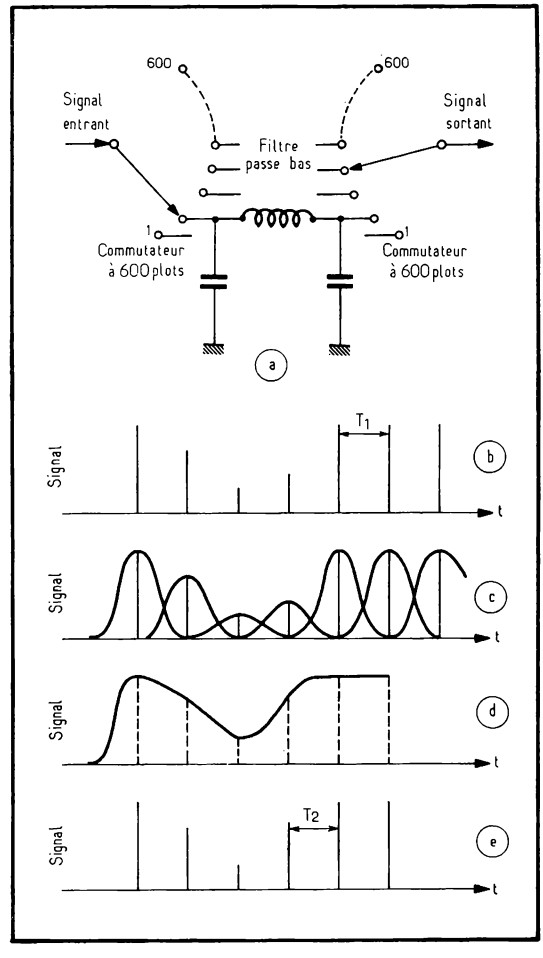


Fig. 11-31. — Principe de constitution (**a**) et de fonctionnement (**b**, **c**, **d** et **e**) d'un convertisseur à mémoire de ligne : le commutateur prend des « échantillons » de l'enveloppe des signaux d'entrée (**c**) pour les reconstituer à la sortie (**e**). Noter que T_1 et T_2 sont en réalité de valeurs différentes.

Le convertisseur à mémoire de ligne a pour rôle d'échantillonner un certain nombre de points d'image d'une ligne et de mettre en mémoire le résultat de cet échantillonnage, puis de le relire à une cadence différente de celle de l'inscription. Un système d'interpolation est prévu pour la conversion d'un

(*) Nous croyons savoir qu'un modèle de ce genre a été réalisé aux U.S.A.

nombre supérieur de lignes à un nombre inférieur (par exemple 625 l.-405 l.), de façon à ne pas introduire une trop grande discontinuité de transmission des informations. La complexité de constitution (fig. 11-31) de ce genre de convertisseur ne pose toutefois pas de gros problèmes technologiques. Son principe de fonctionnement peut être ramené à celui d'une mémoire électrostatique, constituée par un grand nombre de condensateurs correspondant aux points d'image d'une ligne, chargés à une certaine cadence d'inscription et déchargés à une cadence de lecture différente.

La conversion de fréquence de trames doit assurer le passage du 50 au 60 trames par seconde et inversement. Un tel convertisseur peut être conçu sur les mêmes principes que le convertisseur à mémoire de ligne : l'inscription dans un système à mémoire, à une certaine cadence, de toutes les informations correspondant à une trame, et la lecture, à une autre cadence, de ces informations. En fait, la structure du convertisseur à mémoire de trame est beaucoup plus simple que celle de son homologue pour les lignes.

Le passage de 60 trames par seconde au 50 trames équivaut à supprimer une trame toutes les 6 trames.

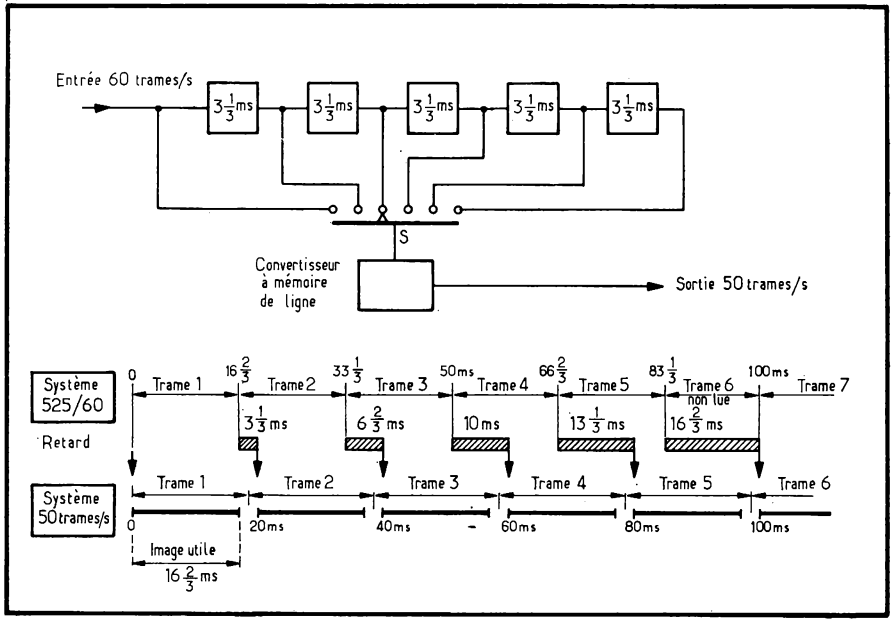


Fig. 11-32. — Principe de constitution et de fonctionnement d'un convertisseur à mémoire de trame.

Pour ce faire (fig. 11-32), on introduit le signal à 60 trames dans un circuit comportant en cascade 4 lignes à retard de 3 + 1/3 ms chacune. Un commutateur électronique prélève successivement le signal à la sortie de chacune de ces lignes à retard. Le processus de décalage de chaque trame à 60 Hz par ces retards successifs, leur permettant de se retrouver en phase avec les trames à 50 Hz, est clairement indiqué sur la figure 11-32. La trame 5 à 60 Hz est lue pendant la trame 5 à 50 Hz, et la trame 6 à 60 Hz n'est pas lue du tout, l'intervalle de temps correspondant à sa suppression ayant été réparti entre les 5 trames à 50 Hz. Le cycle recommence alors, la trame 7 à 60 Hz

coïncidant avec la trame 6 à 50 Hz. On pourrait, pour éviter le mouvement saccadé de l'image résultant de la suppression totale de la trame 6 à 60 Hz, procéder à une interpolation en faisant une moyenne des trames 6 et 7 à 60 Hz et effectuer la lecture de cette moyenne pendant la trame 6 à 50 Hz (c'est-à-dire la 1re trame d'un nouveau cycle de 5).

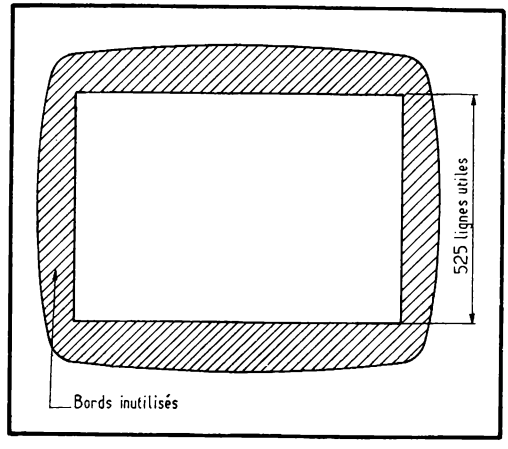


Fig. 11-33. — Dans une conversion 525 l.-60 Hz/625 l.-50 Hz, sans système d'interpolation, l'image obtenue ne couvre pas tout l'écran.

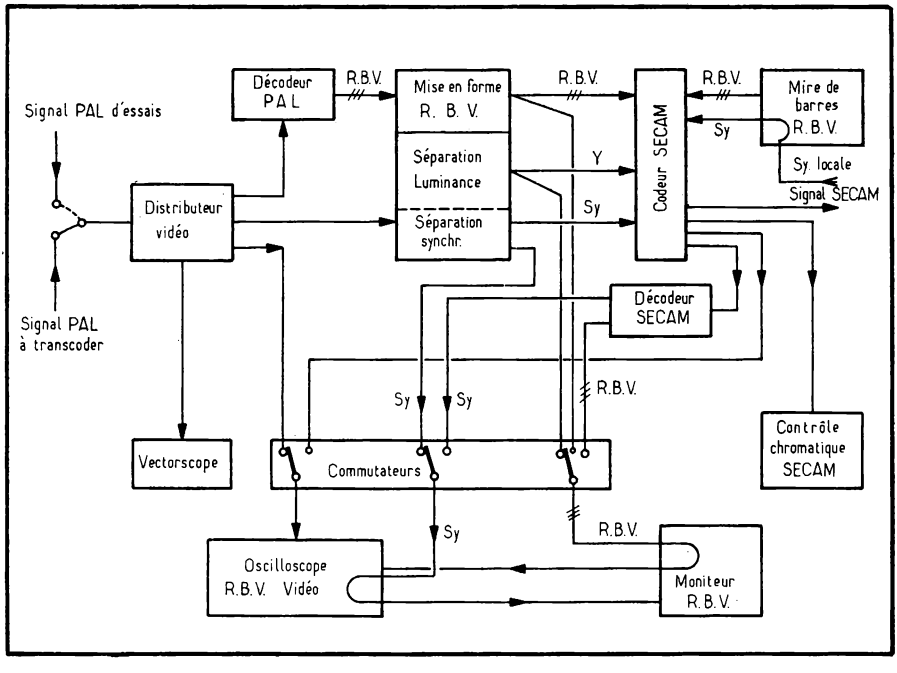


Fig. 11-34. — Synoptique d'un transcodeur de systèmes de couleurs différents dans le cas où les normes de balayage sont identiques. En fait, seule la partie supérieure du schéma concerne le transcodeur proprement dit, les autres éléments concernant le matériel annexe de contrôle de la qualité du transcodage.

Comme la durée utile de trame dans cette conversion est réduite dans le rapport

$$\frac{\text{durée de la trame 60 Hz}}{\text{durée de la trame 50 Hz}} = \frac{16 + \frac{2}{3}}{20} = 0{,}833,$$

il faut réduire dans la même proportion la largeur des lignes, pour conserver les proportions d'origine de l'image. C'est le rôle du convertisseur à mémoire de ligne, qui assure, parallèlement, le passage du 525 lignes au 625 lignes. L'image convertie ne remplit pas l'écran (fig. 11-33).

En utilisant un système plus complexe d'interpolation pour répartir, entre les lignes, la durée correspondant à la trame perdue, on s'affranchirait de cette réduction de l'image.

On pourrait construire, suivant les principes que nous venons d'indiquer, des convertisseurs permettant de passer du 50 Hz au 60 Hz. Sans système d'interpolation, l'image convertie déborderait alors le cadre de l'écran.

5-2. — *TRANSCODAGE DE SYSTÈMES COULEURS DIFFÉRENTS*

5-2-1. — *Cas de normes de balayage identiques*

Dans ce cas, le principe du transcodage consiste à extraire du signal vidéo composite reçu les informations de chrominance, codées suivant un certain système, à les décoder, puis à les recoder suivant le nouveau système requis et à les réinsérer dans le signal vidéo (fig. 11-34).

Lorsque la séparation de la luminance et de la chrominance peut être effectuée par un filtre en peigne, par suite de la répartition spectrale discrète de ces informations (cas du transcodage *PAL → SECAM*), on obtient une meilleure définition qu'avec l'utilisation d'un filtre passe-bande qui élimine un certain nombre de fréquences élevées du spectre de luminance. En tout état de cause, la réjection de la sous-porteuse de couleur du signal entrant doit être particulièrement soignée dans la voie de luminance, pour éviter tout risque de battement avec la nouvelle sous-porteuse.

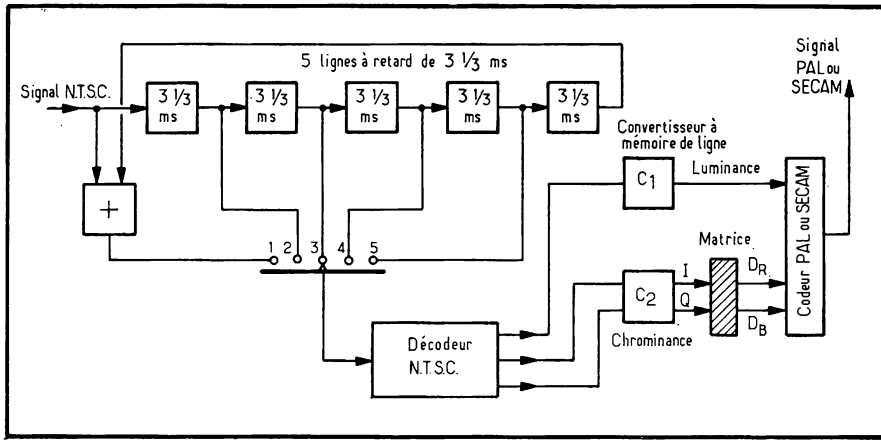
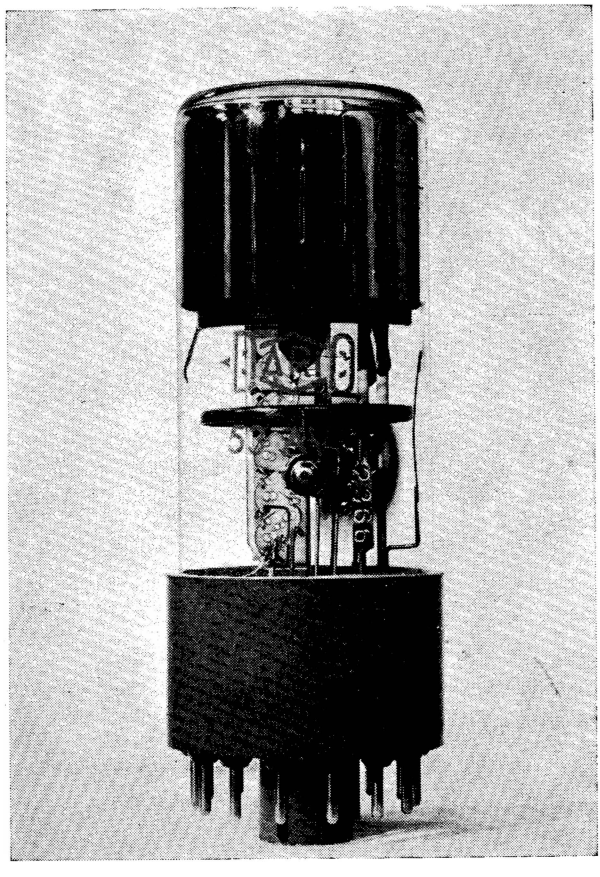


Fig. 11-35. — Synoptique d'un transcodeur N.T.S.C. → PAL ou SECAM avec conversion 60 Hz-525 l./50 Hz-625 l.

La voie de luminance comporte une ligne à retard pour la remise en phase avec le signal de chrominance.

5-2-2. — *Cas de normes de balayage différentes*

C'est un des problèmes les plus complexes qu'aient eu à résoudre les laboratoires de recherches. On peut résumer le processus adopté comme suit :



Un tube photomultiplicateur : on distingue, au-dessus du culot, les dynodes en « roues à aubes ».

1. — Conversion de trames;
2. — Séparation luminance-chrominance;
3. — Décodage des informations de chrominance;
4. — Conversions de lignes sur la voie luminance et sur la voie chrominance;
5. — Recodage des informations de chrominance et mixage avec le signal de luminance.

Les techniciens de la *B.B.C.* ont ainsi mis au point un appareillage entièrement électronique pour la conversion d'émissions *N.T.S.C.*, 60 Hz-525 lignes, en émissions *PAL* ou *SECAM*, 50 Hz-625 lignes. Le synoptique, très simplifié, de l'ensemble des circuits utilisés est représenté dans la figure 11-35.

Le signal entrant (codé *N.T.S.C.*) passe tout d'abord par un convertisseur à mémoire de trame (60 tr/s → 50 tr/s). Les informations de luminance sont alors séparées de la sous-porteuse de couleur. Cette dernière est envoyée dans un décodeur qui fournit les signaux I et Q. Un convertisseur à mémoire de ligne traite ensemble ces deux signaux qui, après matriçage les transformant en signaux de différence de couleur, D'_R et D'_B, sont recodés suivant le système *PAL* ou *SECAM*. La nouvelle sous-porteuse est alors incorporée au signal de luminance, transmis par l'intermédiaire d'un convertisseur à mémoire de ligne, et les signaux de synchronisation, conformes aux normes d'émission, viennent compléter le nouveau signal vidéo-fréquence composite.

Il faut signaler une difficulté entraînée par le fait que la fréquence de trames *N.T.S.C.*, est très exactement de 59,94 Hz (et non 60 Hz). Il s'ensuit une erreur relative de 10^{-3} sur la fréquence de lignes, après conversion, par rapport à la fréquence nominale de 15 625 Hz. Dans le cas d'un transcodage *N.T.S.C.* → *SECAM*, cette erreur n'a pas de conséquence, puisque le *SECAM* admet une tolérance de 10^{-3} sur la fréquence de lignes. Pour un transcodage *N.T.S.C.* → *PAL*, ce dernier exigeant une précision de la fréquence de lignes de 10^{-6}, la sous-porteuse devient plus visible sur les récepteurs noir et blanc, car la relation :

$$f_{sp} = 1135 \frac{f_H}{4} + f_l$$

n'est plus respectée (*cf.* chap. 8, § 3-2-2).

Un palliatif est possible, qui consiste à adopter une nouvelle fréquence de sous-porteuse répondant aux conditions de la relation ci-dessus. Le signal obtenu ne peut alors être diffusé directement, car les décodeurs des récepteurs ne « s'accrocheraient » pas sur cette fréquence. En l'enregistrant sur bande magnétique et en relisant cette bande avec un accroissement de sa vitesse de 1/1000, facilement réalisable, on obtient un signal « diffusable », répondant aux normes.

CHAPITRE 12

MATÉRIELS VIDÉO

Les images, sous forme de signaux vidéo-fréquence composites, fournis par les différentes sources étudiées dans le chapitre précédent, sont choisies, enchaînées, truquées et transmises aux circuits d'émission ou, le cas échéant, enregistrées pour une diffusion ultérieure. L'élaboration d'un programme, constitué par des images et des sons provenant de différentes sources, est assurée par une régie, *où le réalisateur, assisté, comme au cinéma, d'une « script » vérifiant le « découpage » de l'émission, peut à tout instant sélectionner le son et l'image de son choix. Cette régie est généralement couplée avec un plateau équipé de caméras, devant lesquelles jouent les artistes, et avec une* salle d'équipements techniques *groupant les voies de caméras, les appareils de contrôle, etc. Cet ensemble (régie, plateau, salle d'équipements) constitue ce que l'on appelle un* studio.

L'alimentation de chaque studio en images et sons provenant d'autres sources que son propre plateau (autres studios, télécinémas, magnétoscopes, analyseurs d'images fixes, reportages extérieurs, etc.) est assurée par un centre de distribution d'images *ou* centre nodal, *vers lequel convergent tous les signaux, y compris ceux de prises de vues extérieures (reportages) et ceux de l'Eurovision ou de la Mondovision. C'est du centre nodal que partent, vers les circuits d'émission, le signal vidéo-fréquence et le signal B.F. définitifs correspondant au programme qui doit être diffusé.*

Une régie finale, *annexée au centre nodal, supervise et complète l'élaboration et la succession des programmes envoyés sur l'antenne, en particulier en insérant les annonces des speakerines, les annonces écrites, les mires, les « interludes », etc. La commande du mélangeur final est effectuée à partir de cette régie.*

Le centre nodal assure le contrôle de la qualité des signaux et insère, à la sortie du mélangeur, les lignes-test destinées à la vérification permanente du bon fonctionnement des voies d'émission et de transmission.

Le synoptique de la figure 12-1 présente, sous une forme très condensée, cette organisation très complexe dont nous n'avons tracé que les grandes lignes. De nombreuses liaisons sont nécessaires pour relier toutes les sources de signaux au centre nodal et ce dernier à l'émetteur. Ces transmissions peuvent être effectuées, sans transposition de fréquence, en vidéo-fréquence pure, par câbles coaxiaux. Un grand soin doit alors être apporté à l'adaptation de ces lignes, à l'amplification et aux corrections éventuelles à appliquer au signal vidéo ainsi transmis.

Notons qu'au-delà d'une certaine distance (de l'ordre d'une dizaine de kilomètres) ou dans certains cas particuliers (reportages extérieurs), les câbles coaxiaux ne sont plus utilisables. Il faut alors adopter la transmission par voie hertzienne dont nous étudierons les principes dans la troisième partie, « Transmission », de cet ouvrage.

1. — Liaisons vidéo par câbles coaxiaux

1-1. — *LIAISONS VIDÉO COURTES*

Nous examinerons ici le cas où la transmission du signal vidéo doit être effectuée sur une distance n'excédant pas une trentaine de mètres. On peut alors utiliser un câble coaxial, du type 75 MD, analogue à celui employé pour les descentes d'antennes à la réception. Rappelons qu'un câble coaxial est un conducteur du type bifilaire asymétrique, constitué (fig. 12-2) par un conducteur central en cuivre rouge électrolytique, à plusieurs brins torsadés ou, parfois, à un seul brin épais, entouré d'un cylindre en matière isolante, de constante diélectrique stable (généralement du polythène), et par un conducteur périphérique (tresse de cuivre rouge électrolytique), lui-même protégé par une enveloppe en matière plastique, isolant le câble électriquement et mécaniquement.

Un tel câble est caractérisé par un certain nombre de paramètres dépendant de la résistance linéique R des conducteurs, de la self-induction linéique L, de la capacité linéique C entre les deux conducteurs, et de la conductance linéique G de l'isolant (par « linéiques », on entend que ces valeurs sont rapportées à l'unité de longueur). On montre, en effet, que l'on

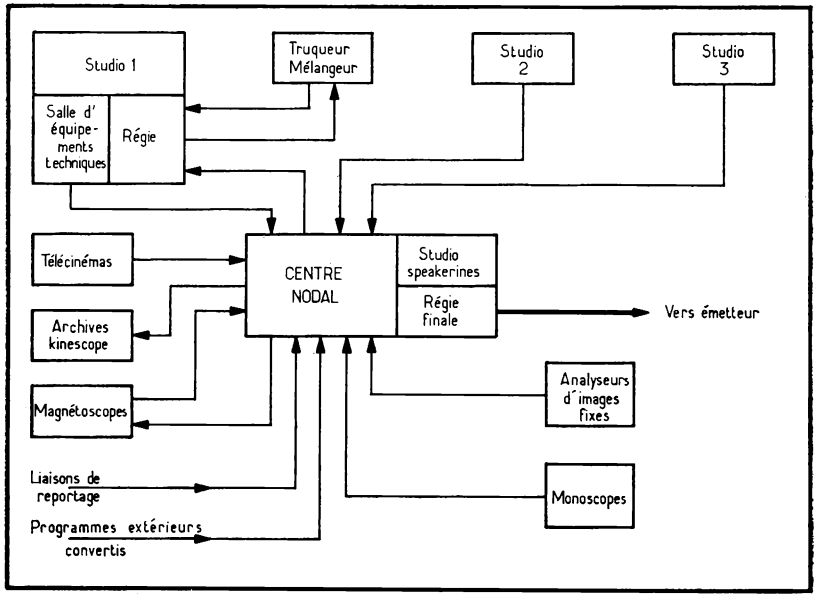


Fig. 12-1. — Organisation d'un centre producteur d'images.

peut assimiler un câble coaxial à une série de cellules, chacune étant constituée par une inductance L en série avec une résistance R, et une capacité C en parallèle avec une résistance 1/G (fig. 12-3). On en déduit qu'en chaque point de la ligne l'impédance est constante. On désigne cette dernière par le terme d'*impédance caractéristique*, Z_c, dont l'expression est

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}}.$$

Lorsque le câble est terminé sur une impédance quelconque Z, différente de Z_c, un phénomène de réflexion se produit, une partie du signal, qui constitue ce que l'on appelle l'écho, rebroussant chemin de l'extrémité vers la source. Le *taux de réflexion en tension*, ou *coefficient de réflexion*, est le rapport entre la tension de l'onde réfléchie et celle de l'onde directe; sa valeur est donnée par la relation suivante :

$$\theta = \frac{V_{réfl.}}{V_{dir.}} = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c}.$$

La combinaison de l'onde directe et de l'onde réfléchie provoque, le long de la ligne, des renforcements et des diminutions successives d'amplitude suivant les phases respectives de ces deux ondes. En ne considérant que

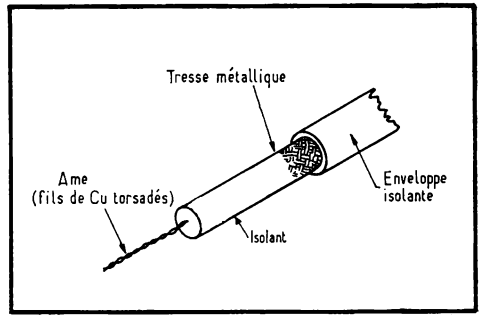


Fig. 12-2. — Constitution d'un câble coaxial.

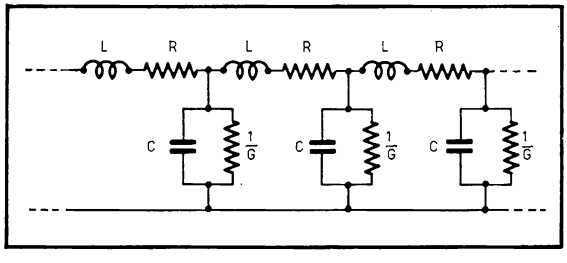


Fig. 12-3. — Un câble coaxial peut être assimilé à une série de cellules L, C, R.

l'onde directe et l'onde de première réflexion, et pour une fréquence déterminée, il s'établit ainsi, comme pour tout phénomène vibratoire, un régime d'*ondes stationnaires*, c'est-à-dire une succession de maximums (ou ventres) et de minimums (ou nœuds) de tension, chaque maximum (ou chaque minimum) étant séparé du suivant par une distance égale à $\lambda/2$. On appelle *taux d'ondes stationnaires* (T.O.S.) le rapport des amplitudes de ces maximums et minimums de tension.

$$\rho = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \theta}{1 - \theta}.$$

Il est évident que si l'impédance de la source est différente de Z_c, l'onde réfléchie une première fois à l'extrémité de la ligne sera réfléchie, en partie, une seconde fois au début de cette ligne, et ainsi de suite. Les échos successifs ainsi produits peuvent détériorer gravement la qualité du signal. Aussi s'efforce-t-on de ramener le taux de réflexion à une valeur la plus faible possible, ou le taux d'ondes stationnaires à une valeur se rapprochant de 1. Pour cela, il faut que Z (impédance terminale ou impédance de la source) soit, théoriquement, égale à Z_c.

Comme Z_c varie en fonction de la fréquence, cette condition est difficile à satisfaire pour un spectre aussi étendu que celui des vidéo-fréquences. Aussi se contente-t-on d'une adaptation approchée de la source et de la terminaison de la ligne ($Z \# Z_c$), de sorte que le signal d'écho soit affaibli d'au moins 25 dB, lors de la réflexion à l'extrémité de la ligne, et d'au moins 15 dB, lors de la réflexion en début de ligne. Il subit ainsi une atténuation totale de 40 dB par rapport au signal utile, ce qui le rend pratiquement négligeable.

Pour les liaisons courtes, l'adaptation est facile à réaliser, car on peut ne tenir compte que de la partie réelle de l'impédance caractéristique. En effet, pour les fréquences basses, correspondant à des longueurs d'onde largement supérieures à la longueur de câble utilisée, ce dernier transmet l'énergie comme un conducteur ordinaire conduit du courant continu, sans que l'on ait à tenir compte de l'adaptation. Considérons la valeur que prend Z_c pour les fréquences élevées du spectre vidéo : la conductance G est pratiquement nulle, car les isolants utilisés sont d'excellente qualité; lorsque ω augmente, la résistance linéique R devient négligeable devant l'inductance linéique $L\omega$. On peut donc écrire :

$$Z_c \# \sqrt{\frac{jL\omega}{jC\omega}} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ valeur purement ohmique.}$$

C'est cette valeur qui est d'ailleurs donnée comme impédance nominale caractéristique d'un câble tel que le 75 MD : elle est, pour ce dernier, approximativement égale à 75 Ω. En fait, en fonction de légères variations des diamètres du fil et de l'isolant, par exemple, Z_c peut osciller autour de 75 Ω. On calculerait, dans ces conditions, qu'il suffit d'une précision de $\pm$ 1 %, sur l'impédance de la terminaison du câble, et de $\pm$ 5 % sur l'impédance propre de la source pour satisfaire largement les conditions de protection contre l'écho, indiquées plus haut.

L'affaiblissement, par unité de longueur, apporté par le câble est donné en décibels par mètre par la relation

$$\alpha \# 4{,}35 \frac{R}{Z_c} + 9.10^{-8} \sqrt{\varepsilon_r}.F \operatorname{tg} \delta,$$

avec R, résistance linéique (proportionnelle à la racine carrée de la fréquence); tg δ, facteur de puissance du diélectrique, ε_r, constante diélectrique relative (par rapport à l'air), et F, fréquence du signal transmis.

Pour un câble coaxial tel que le 75 MD, cet affaiblissement, en décibels par mètre, est de l'ordre de 0,03 (à 10 MHz). Si l'on tolère une atténuation de 1 dB sur le signal, on peut utiliser, sans correction ni amplification, des liaisons par câble coaxial de l'ordre de 33 m.

1-2. — *LIAISONS VIDÉO LONGUES — ADAPTATION, CORRECTIONS, AMPLIFICATION NÉCESSAIRES*

Pour les liaisons par câble coaxial de longueurs comprises entre une trentaine de mètres et quelques kilomètres, les exigences sur les adaptations

des impédances de source et terminales sont beaucoup plus sévères que pour les liaisons courtes. De plus, il devient alors indispensable d'amplifier le signal transmis et de le soumettre à une correction de phase et d'amplitude en fonction de la fréquence.

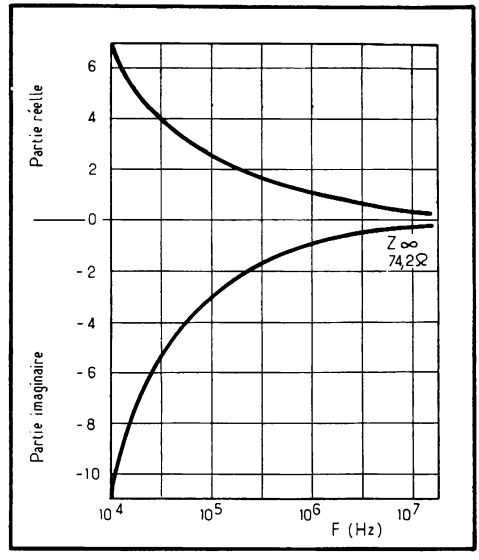


Fig. 12-4. — Variations des parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique d'un câble coaxial, en fonction de la fréquence.

En effet, en considérant toujours la conductance linéique G comme pratiquement négligeable, la relation donnant l'impédance caractéristique du câble s'écrit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R}{j\omega C} + \frac{L}{C}}.$$

Pour les fréquences élevées, bien que R augmente (effet de peau), le terme $R/j\omega C$ peut être négligé et Z_c est de nature purement ohmique

$$Z_c \# \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Pour les fréquences moyennes, $R/j\omega C$ ne peut plus être négligé et introduit un terme réactif dans la valeur de Z_c.

Pour les fréquences basses, $R/j\omega C$ devient beaucoup plus important que L/C, qui peut alors être négligé, et l'impédance caractéristique devient

$$Z_c \# \sqrt{\frac{R}{j\omega C}}.$$

Cette variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence est illustrée par les courbes de la figure 12-4, établies pour un câble coaxial de plus petit diamètre que le 75 MD.

Il faut donc utiliser, aux extrémités du câble, non plus de simples impédances ohmiques, comme dans le cas des liaisons courtes, mais des cellules présentant les mêmes variations des parties réelle et imaginaire de leur impédance que le câble utilisé.

D'autre part, l'affaiblissement apporté par le câble, sur de longues liaisons, ne peut être négligé, car il varie comme la longueur pour une fréquence donnée, et à peu près comme la racine carrée de la fréquence pour une longueur donnée. Les fréquences élevées du spectre sont donc défavorisées et il faut utiliser, à l'arrivée, un amplificateur, précédé d'un réseau de correction, pour compenser la courbe d'affaiblissement sélectif de la liaison (fig. 12-5).

Enfin, la théorie des lignes bifilaires montre que le déphasage du signal de sortie sur le signal d'entrée varie en fonction inverse de la fréquence. Les fréquences basses sont déphasées en arrière par rapport aux fréquences élevées. C'est ce que montre la relation donnant le temps de transmission de groupe τ :

$$\tau = \frac{2^{3/2}\, k\, l}{\sqrt{\omega}},$$

où l représente la longueur de la liaison, et k une constante caractéristique du câble coaxial utilisé.

On est donc amené à utiliser, à l'arrivée, une cellule dont le temps de transmission de groupe varie en sens inverse de celui du câble coaxial. En pratique, on utilise des cellules en série, corrigeant à la fois les variations d'affaiblissement et de temps de transmission de la liaison, en fonction de la fréquence (fig. 12-6).

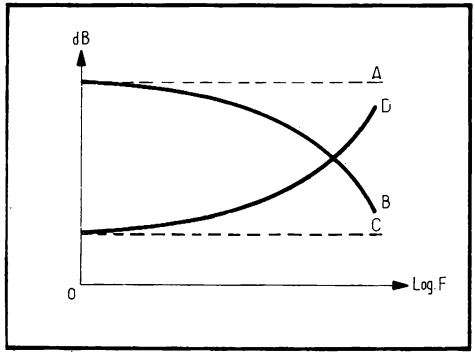


Fig. 12-5. — Pour des liaisons longues, il faut compenser l'affaiblissement sélectif (courbe B) et l'atténuation apportés par la ligne (niveau C) par réseau correcteur (courbe D) et amplification (niveau A).

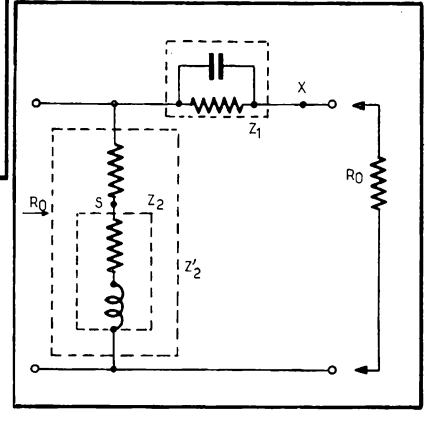


Fig. 12-6. — Cellule de compensation des variations d'affaiblissement et du temps de transmission de groupe dues à la liaison.

Les atténuations successives du signal, dues à l'affaiblissement propre à la liaison et aux cellules de correction, doivent être compensées par des amplificateurs de départ et d'arrivée.

Ces amplificateurs seront évidemment conçus pour ne pas introduire de distorsions dans le signal transmis et conserver un bon rapport signal/souffle. Pour améliorer ce dernier, on procède d'ailleurs, au départ d'une liaison assez longue (kilométrique), à une préaccentuation des fréquences élevées.

Au-delà d'une dizaine de kilomètres, on emploie, de préférence aux liaisons coaxiales, les liaisons par faisceaux hertziens que nous étudierons par la suite.

2. — Mélanges et truquages des images TV

Lors de l'élaboration d'un programme, nous avons vu que le réalisateur avait à sa disposition un certain nombre d'images provenant de sources différentes. Il doit, de plus, pouvoir procéder à ce qui correspond au montage en technique cinématographique, c'est-à-dire au passage d'une image donnée à une autre, de différentes manières : par simple remplacement de l'une par l'autre; par fondu-enchaîné; par fondu au noir; par volets ou découpes de formes géométriques. Il doit aussi disposer d'un moyen pour employer deux images simultanément, en surimpression, avec effet de transparence ou non, ou encore par incrustation de l'une dans une découpe effectuée dans l'autre.

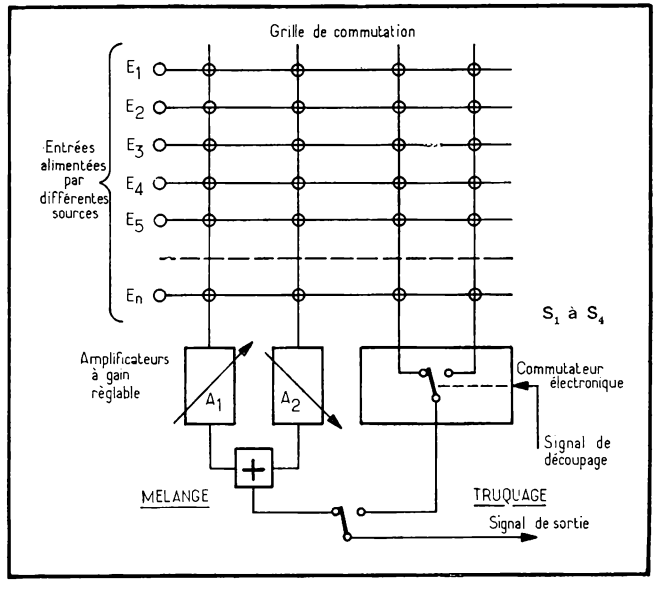


Fig. 12-7. — Principe de constitution d'un truqueur - mélangeur, pour TV en noir et blanc. Les sorties S_1 et S_2 correspondent aux amplificateurs et S_3 et S_4 au commutateur de truquage.

Tous ces mélanges et effets spéciaux sont obtenus électroniquement, en agissant uniquement sur les signaux vidéo engendrés par les différentes sources. L'ensemble des circuits chargés de ces fonctions est appelé mélangeur-truqueur. En télévision achrome, la constitution de ces circuits est assez simple. En télévision couleurs, leur complexité dépend du système de codage adopté.

2-1. — *MÉLANGEUR-TRUQUEUR EN TÉLÉVISION NOIR ET BLANC*

La figure 12-7 montre l'agencement des circuits de mélange et de truquage alimentés par un nombre *n* de sources de signaux vidéo E_1, E_2, E_3..., E_n, d'une part, et par un signal de découpage, d'autre part, dont la forme dépend du « truquage » désiré.

La *grille de commutation* permet d'obtenir, par télécommande, chacun des signaux E sur l'une des sorties S, ou sur plusieurs de ces sorties simultanément. Cette grille est constituée par des « portes » commandées par des tensions continues.

Examinons tout d'abord le côté *mélange et commutation*. Les deux sorties de la grille S_1 et S_2 alimentent deux amplificateurs à gain variable. Les signaux recueillis à la sortie de ces amplificateurs sont mélangés et dirigés vers la sortie par l'intermédiaire d'un commutateur « Mélange-Truquage ». Les possibilités offertes par ce montage sont les suivantes :

— *Passage brutal d'une image à une autre* (E_1 et E_3, par exemple) : le gain de l'amplificateur A_1 est réglé au maximum, celui de A_2 est réglé à zéro. Il suffit alors de télécommander la grille de commutation pour que, sur la sortie S_1, le signal d'image entrant en E_1 soit instantanément remplacé par celui entrant en E_3. Pour éviter les parasites produits par cette commutation, il faut l'effectuer pendant le temps de suppression de trame, ce qui est assez facile à réaliser.

— *Passage d'une image à une autre par « fondu-enchaîné »* : supposons que l'image entrant en E_1 soit commutée sur S_1, et celle entrant en E_3, sur S_2. Lorsque le gain de A_1 est au maximum et celui de A_2 à zéro, le signal obtenu en sortie correspond à E_1. En faisant varier progressivement et simultanément le gain de A_1 du maximum à zéro et celui de A_2 inversement, l'image E_1 s'estompe peu à peu, en même temps que celle de E_3 s'affirme : c'est le « fondu-enchaîné ». Remarquons qu'en laissant les gains de A_1 et de A_2 sur deux valeurs fixes, différentes de zéro, on obtient l'effet de « surimpression », l'image la plus visible étant celle qui correspond à l'amplificateur de plus grand gain. D'autre part, si, lors de la prise de vues, on a réservé sur la première image une partie noire et que la partie utile de la deuxième image, assez lumineuse, a été prise sur un fond noir, en dosant les gains de A_1 et de A_2, on parviendra à incorporer le sujet lumineux de l'image n° 2 dans la partie noire de l'image n° 1, sans avoir l'effet de transparence mutuelle des deux images que l'on obtient en « surimpression » simple (fig. 12-8). Toutefois cette technique, utilisée en cinématographie, est de plus en plus remplacée en TV par celle d'incrustation par truquage électronique qui permet une plus grande liberté de manœuvre.

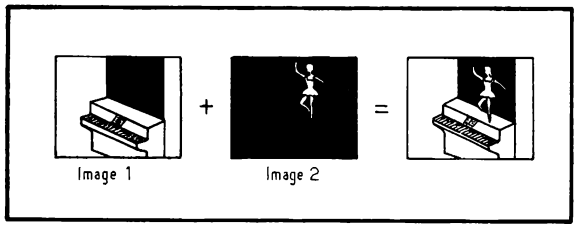


Fig. 12-8. — Incrustation d'une image, analysée sur fond noir, dans une partie noire réservée dans une autre image.

— *Passage d'une image à une autre par « fondu au noir »* : E_1 étant commutée sur S_1, et E_3 sur S_2, par exemple, le processus pour remplacer l'image E_1 par l'image E_3, en passant par le noir, est simple : au départ le gain de A_1 est maximal, celui de A_2 est à zéro; c'est donc l'image E_1 qui est transmise; on ramène progressivement le gain A_1 à zéro, l'image E_1 devenant alors de plus en plus sombre, jusqu'au noir; puis on augmente le gain A_2 de zéro au maximum, et l'image E_3 « émerge » du noir.

On notera qu'une condition essentielle, pour le bon fonctionnement des procédés ci-dessus exposés, est que les signaux d'images soient synchrones, ce qui est toujours réalisé dans la pratique (*cf.* chap. 11, § 4-2). De plus, l'amplitude des signaux de synchronisation doit évidemment rester constante, d'où la nécessité de procéder aux dosages et mélanges uniquement sur les signaux d'images; les signaux de synchronisation sont réinsérés à la sortie

du mélangeur pour reformer le signal vidéo-fréquence composite complet.

Les *circuits de truquage* permettent soit la substitution progressive d'une image par une autre, par des *découpes* ou des *volets* de formes géométriques quelconques, dont on fait varier la surface, soit l'*incrustation* permanente, sans effet de surimpression, d'une image, de contours géométriques simples ou non, en lieu et place d'une partie d'une autre image.

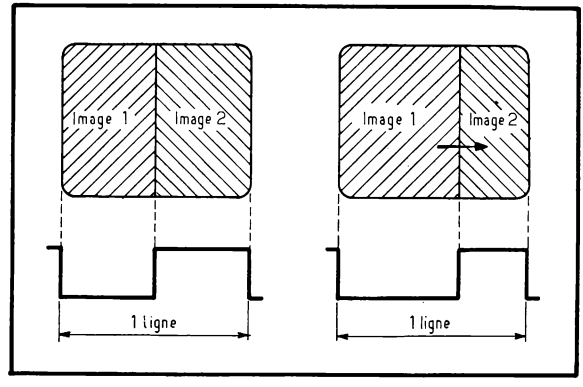


Fig. 12-9. — Remplacement d'une image par une autre ou présentation simultanée de deux images à séparation verticale.

Le truqueur est alimenté par les deux sorties, S_3 et S_4, de la grille de commutation, sur lesquelles on peut envoyer, au choix, deux quelconques des signaux entrants. Un commutateur électronique, à temps de commutation très bref, de l'ordre de 50 ns, aiguille alternativement sur la sortie l'un ou l'autre des signaux présents en S_3 et S_4. Ce commutateur est commandé par un signal rectangulaire, dit *signal de découpage,* dont la forme dépend de l'effet recherché.

Prenons un cas simple : le signal de découpage est un signal carré de fréquence de récurrence f_H. Lorsque les créneaux positifs et négatifs sont de même durée, on obtient, par exemple, une image dont la partie gauche correspond à l'image présente en S_3, et la partie droite, à l'image présente en S_4. La limite entre les deux images est verticale et située au milieu de l'image résultante (fig. 12-9). En faisant varier progressivement la durée du créneau négatif de zéro à la durée d'une ligne, et inversement pour le créneau positif, l'image 1 « chassera » l'image 2 de l'écran, de la gauche vers la droite.

La figure 12-10 donne quelques exemples de substitution d'une image par une autre, par volets de diverses formes obtenus au moyen de signaux de découpage simple, de fréquences de récurrence multiples de la fréquence lignes ou trames (ou égales à l'une de ces fréquences). Bien d'autres formes de transition sont possibles en agissant sur la loi de variation des durées des créneaux de découpage.

Pour incruster une image de contours accidentés, mais invariables, dans une partie d'une autre image, le signal de découpage sera fourni par une source d'images, telle qu'un analyseur à flying-spot. La forme de découpe de l'image que l'on désire incruster sera dessinée en blanc sur fond noir et le signal résultant de son analyse commandera le commutateur électronique de façon que soient transmises, pour les parties correspondant au fond noir, l'image principale, et pour les parties correspondant à la découpe blanche, l'image à incruster (fig. 12-11). L'analyseur d'image fixe est évidemment synchronisé avec les signaux des images 1 et 2.

Enfin, il est possible, en respectant certaines conditions de prise de vues, d'utiliser le signal de l'image à incruster, lui-même, pour commander le commutateur de découpage. Supposons que l'on veuille faire évoluer des personnages dans un paysage sous-marin. On dispose d'un signal image « de fond », fourni par l'analyse d'une image fixe ou d'un film, par exemple, tourné au fond de la mer. D'autre part, une caméra fournit le signal de l'image à incruster, c'est-à-dire les personnages évoluant sur un fond noir ou blanc. Si le fond est noir, il doit l'être nettement plus que les parties les plus sombres des personnages; si le fond est blanc, il doit l'être plus que les parties claires des personnages. Nous allons voir pourquoi.

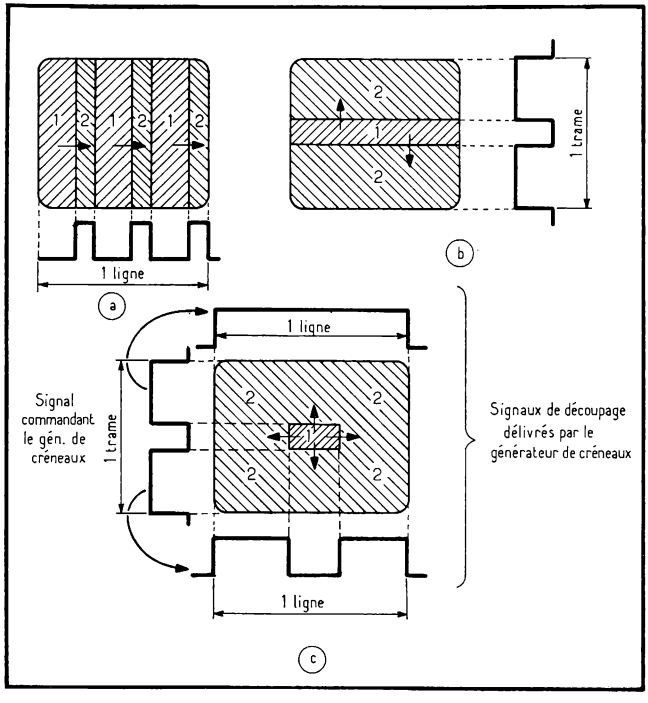


Fig. 12-10. — Exemples de substitution d'une image par une autre par volets et formes de signaux de découpage correspondants.

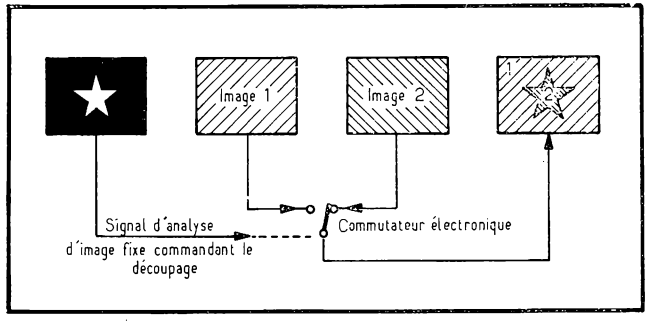


Fig. 12-11. — Principe de l'incrustation d'une image dans une autre suivant une découpe de forme invariable.

Dans le cas où les personnages évoluent sur un fond noir, l'analyse de la scène donne un signal passant par différents niveaux pour chaque ligne (fig. 12-12); les parties noires du fond correspondent au niveau minimal, les personnages correspondant à des amplitudes plus ou moins grandes. En

découpant une « tranche » de ce signal à une hauteur déterminée (par des portes à diodes, par exemple), on obtient un signal carré destiné à commander le commutateur, comme dans le cas de l'utilisation d'une image fixe auxiliaire. Mais il faut être assuré qu'aucun point de l'image à incruster ne sera suffisamment noir pour déclencher intempestivement le commutateur. D'où l'importance d'une nette différenciation entre la luminosité des personnages et celle du fond (le raisonnement serait identique pour des personnages sombres évoluant sur un fond blanc).

Pour terminer ce tour d'horizon des possibilités de truquage, citons l'effet d'*image-contour* transformant l'image en une sorte de dessin à la plume où ne seraient soulignées que les transitions de brillance. On découpe le signal d'image suivant une « tranche » à hauteur des gris moyens (fig. 12-13). Le

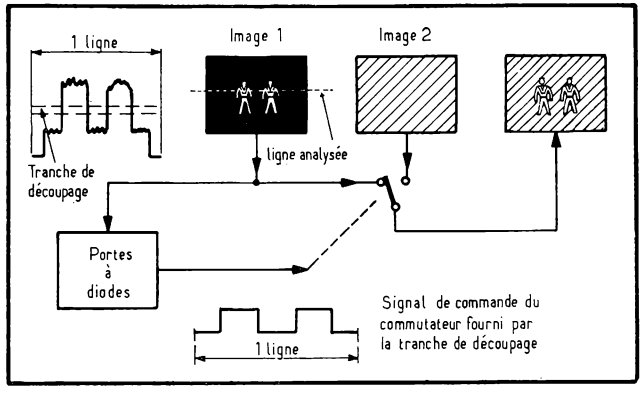
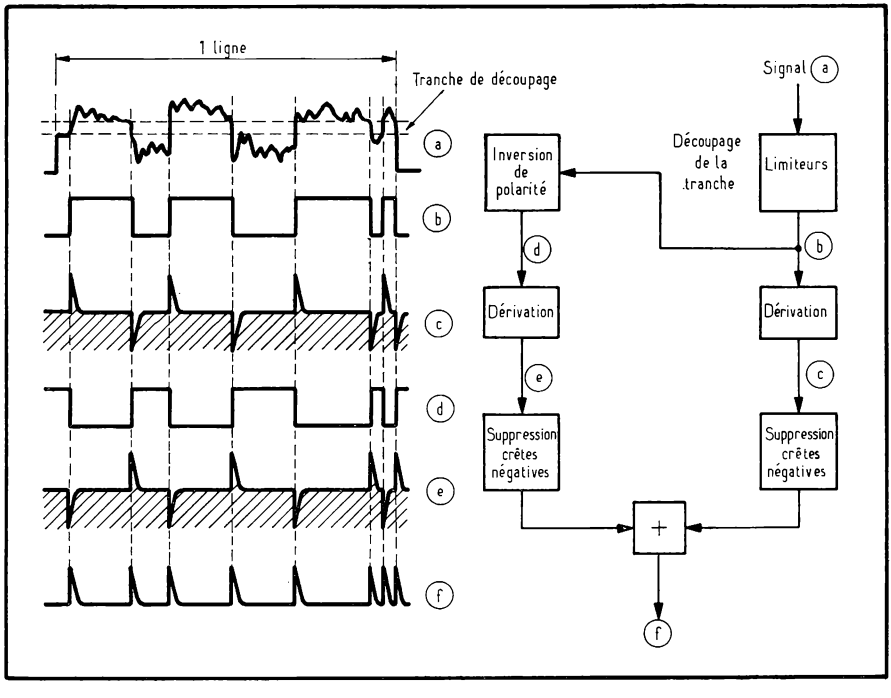


Fig. 12-12, ci-contre. — Incrustation d'une image dans une autre en utilisant les contours de la première image pour engendrer le signal de découpage.

Fig. 12-13, ci-dessous. — Principe de génération de l'image-contour (**b**) par dérivations (**c** et **e**) du signal en créneaux, obtenu à partir d'une tranche de découpage du signal vidéo (**b**), et du même signal inversé (**d**).



signal en créneaux obtenu est d'une part dérivé, d'autre part inversé et dérivé. Les pointes positives de ces deux dérivations sont mélangées et fournissent le signal d'image-contour, où seules apparaissent, en trait blanc sur fond noir, les transitions entre zones de brillances différentes de l'image d'origine.

2-2. — *MÉLANGEUR-TRUQUEUR EN TÉLÉVISION EN COULEURS*

Pour les *systèmes à modulation d'amplitude* (*N.T.S.C.* - *PAL*), le mélangeur-truqueur que nous venons d'étudier peut être utilisé avec des signaux codés, sans aménagement particulier, si les conditions suivantes sont respectées :

Les salves de référence de sous-porteuse (de même que les signaux de synchronisation) seront transmises sans atténuation (ou reconstituées, au niveau convenable, à la sortie du mélangeur-truqueur) ;

Dans le cas de mélange ou de truquage entre deux images, les sous-porteuses de chrominance leur correspondant seront en phase (tolérance de $\pm$ 5° en *N.T.S.C.*, de $\pm$ 30° en *PAL*). Un moyen de réglage des phases des sous-porteuses entrantes sera donc prévu pour permettre le calage éventuel de la phase du signal sortant. Dans le cas du *PAL*, la transmission synchrone des lignes de phase $+\theta$ et $-\theta$ doit être assurée pour tous les signaux entrants.

Examinons rapidement le comportement d'un mélangeur-truqueur répondant aux conditions ci-dessus énoncées. Le « fondu au noir » consiste à agir sur l'amplitude du signal vidéo-fréquence composite de l'une ou l'autre image seulement. Cette action entraîne une atténuation ou un accroissement des amplitudes de luminance et de sous-porteuse, dans les mêmes proportions. Donc ni la teinte, ni la saturation ne sont modifiées.

Dans le cas de la transition brusque d'une image à une autre, ou des truquages portant sur le remplacement progressif par volets ou par l'incrustation, la commutation d'un signal composite à un autre n'entraîne pas de défaut chromatique. Enfin, lorsqu'on procède à un effet de surimpression ou de « fondu-enchaîné », le signal de chrominance résultant est bien la somme vectorielle des deux signaux de chrominance entrants (fig. 12-14) : il correspond donc au mélange des teintes des deux images entrantes.

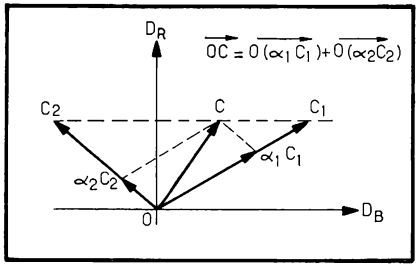


Fig. 12-14. — En PAL ou N.T.S.C. le vecteur chrominance résultant du mélange de deux images par le mélangeur-truqueur est correct.

Les *systèmes de TVC à modulation de fréquence* (*SECAM*) posent un problème plus délicat : l'amplitude de la sous-porteuse, en principe constante, ne représente pas l'amplitude de D'_R et D'_B. C'est l'excursion de fréquence qui est proportionnelle à cette amplitude. En réduisant ou en accroissant le niveau du signal vidéo-fréquence composite, on agit sur le niveau de la luminance, mais pas sur celui des signaux de chrominance : on introduirait donc ainsi de graves erreurs de saturation. Dans le cas d'un mélange simple,

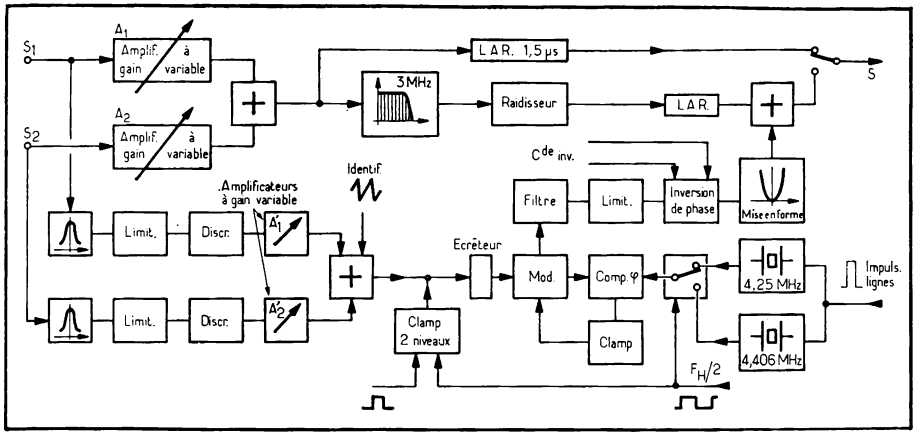


Fig. 12-15. — Synoptique d'un mélangeur pour TV couleurs en système SECAM. Le signal de chrominance est traité séparément.

les fréquences différentes de sous-porteuses des deux images vont subsister et produire une fréquence de battement : ces trois fréquences ne sont pas représentatives du mélange de couleurs des images d'origine. A la réception, le décodeur ne peut fonctionner que sur une seule fréquence de sous-porteuse à la fois : ou bien il ne s'« accrochera » pas, ou bien aura lieu le phénomène de capture par une des fréquences. De toutes façons, le résultat obtenu sera incorrect. Enfin, la commutation en cours d'image entraîne une variation rapide de fréquences (passage de la fréquence de sous-porteuse de l'image 1 à la fréquence de sous-porteuse de l'image 2). Le décodeur de réception interprétera cette variation comme une information de couleur et l'on aura des erreurs de teintes très importantes aux transitions entre images.

On est donc amené à procéder à un décodage partiel, de façon à effectuer les opérations de mélange et de truquage séparément, sur la luminance débarrassée de la sous-porteuse, d'une part, et sur les signaux de chrominance D'_R et D'_B, d'autre part.

A la sortie du mélangeur-truqueur, on module la sous-porteuse par le signal résultant et on la réincorpore au signal de luminance. La figure 12-15 donne la constitution de principe d'un mélangeur *SECAM;* la voie de truquage doit être identique, les quatre amplificateurs à gain variable y étant remplacés par deux commutateurs rapides, commandés par les signaux de découpage. La perte de définition, due à la coupure à 3 MHz dans la voie luminance, est plus sensible dans le truquage que lors de la superposition de deux images : le dispositif « raidisseur », en améliorant les fronts de transitions de luminance (par addition de fréquences élevées artificielles, générées par deux dérivations successives du signal d'origine, suivant le principe déjà exposé chap. 11, § 1-2-2), corrige en partie les effets de cette dégradation.

3. — Enregistrement et reproduction des programmes TV

L'enregistrement des signaux vidéo est une nécessité impérative, et ce, de différents points de vue. Tout d'abord, les programmes ne sont pas tous diffusés en direct, il s'en faut : environ 80 % des émissions sont effectuées en

« différé ». Ces émissions, élaborées à l'avance à partir de diverses sources d'images, ont donc dû être « mises en boîte » sur un support commun, avant leur passage sur antenne. D'autre part, les échanges de programmes TV entre centres de production d'images de pays différents ne donnent pas lieu, le plus souvent, à une diffusion immédiate, comme pour l'Eurovision. En Mondovision, des problèmes d'horaires se posent, par exemple. Enfin, il est intéressant de conserver « en archives » des émissions de qualité artistique ou de valeur documentaire incontestables, qui peuvent d'ailleurs être rediffusées par la suite.

A l'époque des débuts de la télévision, cette nécessité d'enregistrement a été satisfaite grâce au film. Un appareil spécial, le *kinescope*, était utilisé à cette fin. Son principe de fonctionnement ne demande pas de longues explications : il s'agit, en fait, d'une caméra de prise de vues cinématographique couplée avec un tube cathodique à écran très lumineux, sur lequel est formée l'image TV. Pour la reproduction, on utilise un télécinéma comme pour les films ordinaires du commerce. Les inconvénients de ce procédé sont évidents : l'image, après les nombreux intermédiaires optiques et les conversions successives lumière-courant et courant-lumière, est fortement dégradée. Ce procédé n'est plus employé aujourd'hui qu'aux fins d'archivage, sans exploitation ultérieure (du moins en télévision).

Depuis une dizaine d'années, l'enregistrement sur bande magnétique du signal vidéo-fréquence composite s'est imposé. Cette technique est en progrès constant, et l'avènement de la couleur a encore accéléré cette évolution.

3-1. — *PRINCIPES DE L'ENREGISTREMENT DE SIGNAUX V.F.C. SUR BANDE MAGNÉTIQUE (SYSTÈME A QUATRE TÊTES)*

Les premiers appareils expérimentés pour l'enregistrement magnétique de signaux vidéo s'inspiraient largement de la technique d'enregistrement sonore sur bande étroite à piste longitudinale. Mais, en B.F., les fréquences maximales à reproduire vont de 20 Hz à 15 kHz, alors qu'en vidéo-fréquence la plage s'étend de 0 à 6 MHz, environ (jusqu'à 10 MHz en 819 l.). La fréquence maximale f d'un signal enregistré sur une bande magnétique, la vitesse relative V de défilement de cette bande par rapport à la tête d'enregistrement, et la largeur e de l'entrefer de la tête d'enregistrement et de celle de lecture sont liées entre elles. En effet, cette largeur e correspond au pouvoir séparateur du système et la distance séparant, sur la bande, deux alternances du signal inscrit est $V/2f$; on doit donc avoir :

$$e < V/2f.$$

En réalisant un entrefer de 2,5 μm, il faut adopter, pour enregistrer et lire un signal de 5 MHz, une vitesse de défilement de la bande de

$$V > e.2f = 2{,}5.10^{-6}.2.5.10^{6} = 25 \text{ m/s}.$$

En technique B.F., les entrefers utilisés sont de l'ordre de 5 à 10 μm et les vitesses de défilement s'échelonnent entre 9,5 cm/s et 38,1 cm/s (76,2 cm/s au maximum). On voit les problèmes posés par les performances exigées pour l'enregistrement de signaux vidéo-fréquence.

Une autre limitation concerne la reproduction des fréquences basses du spectre vidéo. En effet, en supposant que l'enregistrement a été effectué à courant constant, la tension fournie par la tête lors de la lecture est proportionnelle à la vitesse de variation du flux dans son bobinage. Or, cette vitesse de variation dépend de la fréquence du signal enregistré à amplitude cons-

tante. L'atténuation du signal de lecture est, dans ces conditions, de l'ordre de 6 dB par octave. Pour le spectre vidéo-fréquence on aurait ainsi, à la reproduction, un signal à 5 kHz, par exemple, inférieur de 1000 fois (soit 60 dB) au signal à 5 MHz. A 30 Hz, il serait atténué de près de 100 000 fois. Même en imaginant un dispositif amplificateur de compensation des fréquences basses, le rapport signal/bruit serait alors trop détérioré pour permettre une exploitation du signal obtenu.

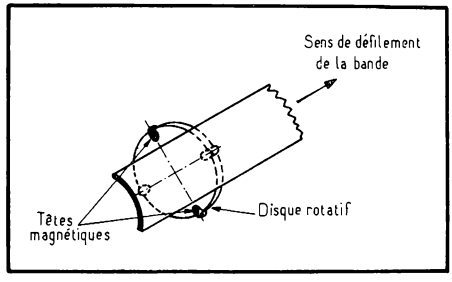


Fig. 12-16. — Principe du système de lecture et d'enregistrement par des têtes à déplacement transversal par rapport à la bande magnétique défilant elle-même longitudinalement.

On a donc dû abandonner le système d'enregistrement direct sur piste longitudinale, employé en technique du son, et élaborer un procédé assez différent.

Pour obtenir la grande vitesse relative exigée entre la tête d'enregistrement ou de lecture et la piste, on a adopté un système transversal, dans lequel la piste est enregistrée en travers de la bande par des têtes se déplaçant rapidement (fig. 12-16).

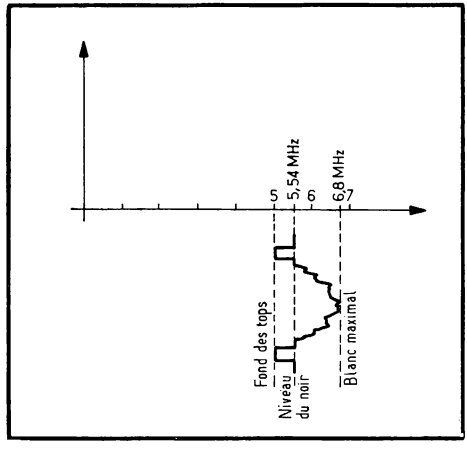


Fig. 12-17. — Excursion de fréquence adoptée dans l'enregistrement magnétique vidéo.

Pour résoudre le problème de l'atténuation des fréquences basses, on enregistre, non plus directement le signal vidéo-fréquence, mais un signal H.F. modulé en fréquence par ce dernier (fig. 12-17). Le type de modulation de fréquence adopté diffère beaucoup de la technique classique dans laquelle la porteuse est beaucoup plus élevée que la plus haute fréquence du signal modulant. En prenant une fréquence de porteuse de l'ordre de 5,5 MHz, une excursion maximale de 1,3 MHz et en ne conservant qu'une partie de la bande latérale inférieure (spectre à bande latérale atténuée) et la bande latérale supérieure jusqu'à 6,8 MHz, on parvient à enregistrer un signal vidéo modulant dont la bande s'étend de 25 Hz à 5 MHz.

Le système d'enregistrement transversal (fig. 12-18) est obtenu au moyen d'un disque, tournant à grande vitesse (15 000 tr/mn en 625 l.) et portant sur sa circonférence quatre têtes équidistantes; la bande magnétique, de 5 cm de largeur environ, défile à une vitesse de 38 cm/s; elle est gauchie par un *guide concave,* dans lequel on crée une dépression, de sorte que la tête en service reste en contact permanent avec la bande sur toute sa largeur. Lorsqu'une tête quitte un bord de la bande, la tête suivante est déjà entrée en contact avec l'autre bord, de sorte qu'un certain recouvrement est assuré. Un *système de commutation,* asservi à la position des têtes, permet la continuité de l'enregistrement ou de la lecture en mettant en service la tête positionnée convenablement. La conjugaison du mouvement transversal des têtes et du défilement longitudinal de la bande détermine une orientation légèrement oblique des pistes, espacées entre elles d'une valeur suffisante pour éviter toute transmodulation. Les entrefers des têtes sont de l'ordre de 2 μm et la largeur des pistes est d'environ 0,25 mm, le pas étant de 0,38 mm. En une seconde sont inscrites environ 1000 pistes, chacune correspondant à une vingtaine de lignes d'images (en 819 l.).

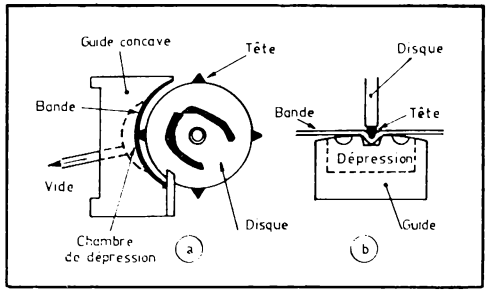


Fig. 12-18. — Détails du système à chambre de dépression permettant un contact parfait entre la tête en service et la bande magnétique : vues en coupe suivant le plan du disque porte-têtes (**a**) et suivant un plan perpendiculaire à ce dernier (**b**).

La bande passe également devant différentes têtes (fig. 12-19) qui ont pour fonction d'enregistrer (ou de lire), suivant des pistes longitudinales, le signal du son et des signaux d'asservissement et de contrôle. Ces derniers sont indispensables pour assurer, à la reproduction, la stabilité de la vitesse de rotation de la roue porte-têtes, et le centrage des têtes sur les pistes transversales enregistrées.

Il faut, en effet, réaliser une mise en phase correcte, lors de la lecture, entre le mouvement de rotation des têtes et le mouvement de défilement de la bande, afin que les têtes se déplacent exactement sur les pistes enregistrées, en synchronisme avec le mouvement des têtes à l'enregistrement. A cette fin, divers *systèmes d'asservissement* sont prévus que nous allons examiner.

Tout d'abord, la *stabilité de la vitesse de rotation du disque porte-têtes* est obtenue, à l'enregistrement, par la comparaison permanente des signaux de synchronisation du signal à enregistrer et de tops fournis à chaque tour par le disque. Le signal d'erreur délivré commande la fréquence d'un oscillateur, suivi d'un amplificateur de puissance alimentant le moteur du disque porte-têtes (fig. 12-20). A la reproduction, divers modes de synchronisation peuvent être employés, soit en comparant les tops délivrés à chaque tour par le disque porte-têtes (remplissant alors la fonction de lecture) avec le signal 50 Hz d'alimentation ou avec les signaux de synchronisation du studio, soit, lorsqu'on cherche davantage de précision, en comparant les impulsions de synchronisation de lignes du signal reproduit avec celles fournies par le studio. Le signal d'erreur obtenu est utilisé pour commander la fréquence de l'oscillateur d'alimentation du moteur de disque porte-têtes.

A la reproduction, il est essentiel que *la tête en service soit exactement*

centrée sur la piste transversale; cette position correcte doit être maintenue lors de la mise en service successive des différentes têtes et lors des changements de pistes. Pour remplir cette condition, un *système d'asservissement du cabestan* d'entraînement longitudinal de la bande agit à la fois sur la position longitudinale instantanée de la bande et sur sa vitesse de défilement.

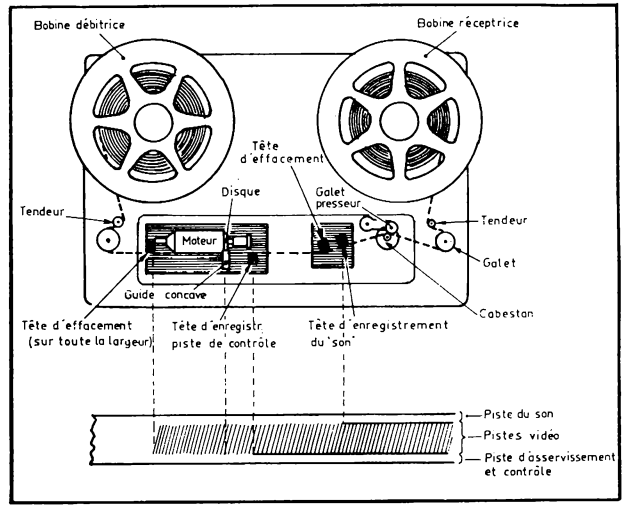


Fig. 12-19. — Trajet de la bande magnétique dans un magnétoscope et différentes pistes qui y sont inscrites.

Cette commande du moteur de cabestan est obtenue à partir d'un signal d'erreur fourni par la comparaison entre les tops délivrés à chaque tour par le disque porte-têtes de lecture et ceux du disque porte-têtes d'enregistrement, inscrits sur la piste d'asservissement.

D'autres systèmes d'asservissement ou de corrections par voie électronique sont également utilisés pour compenser les différents types d'erreurs suivants :

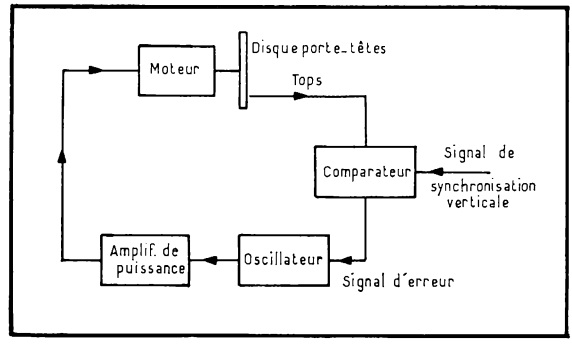


Fig. 12-20. — Système d'asservissement de la vitesse de rotation du disque porte-têtes.

— *Erreurs géométriques* dues à des irrégularités de pression de la tête sur la bande (position défectueuse du guide, étirement de la bande) ou à un espacement irrégulier des têtes sur le disque (cet espacement doit être de 90° avec une précision de 1′) ;

— *Erreurs de bases de temps* dues à des variations erratiques de la vitesse du disque porte-têtes, insuffisamment stabilisée par son propre servo-méca-

nisme (qui possède une inertie non négligeable). Nous verrons plus loin les corrections employées dans ce cas, indispensables pour les systèmes de télévision en couleurs sensibles aux variations de phase.

3-2. — *TRAITEMENT DU SIGNAL VIDÉO COMPOSITE ENREGISTRÉ PROBLÈMES POSÉS PAR LES SYSTÈMES DE TV COULEURS*

A l'enregistrement, la porteuse est modulée en fréquence par le signal V.F.C. et envoyée, après suppression d'une partie de la bande latérale inférieure de modulation, au commutateur alimentant les têtes. L'amplitude du courant H.F. constant qui parcourt ces dernières dépasse le niveau nécessaire pour atteindre la saturation magnétique de la bande; il est donc inutile de

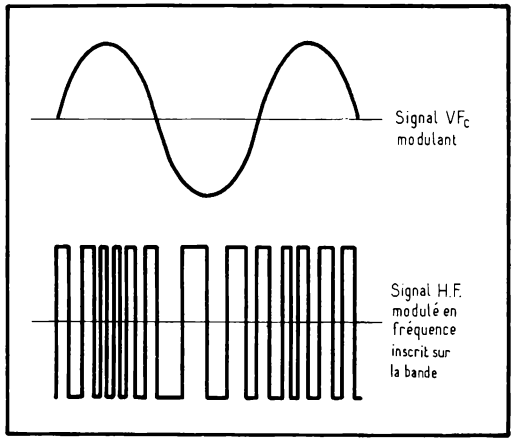


Fig. 12-21. — Allure du signal inscrit sur la bande magnétique.

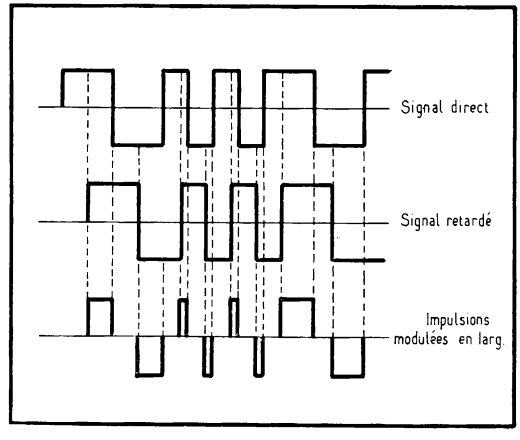


Fig. 12-22. — Obtention, après lecture de la bande magnétique, d'impulsions modulées en largeur qui, après intégration, permettront la reconstitution du signal vidéo d'origine.

procéder à une prémagnétisation (comme en technique d'enregistrement B.F.), et le signal inscrit sur la bande est une succession de signaux rectangulaires, modulés en fréquence par l'amplitude du signal V.F.C. (fig. 12-21).

A la reproduction, les têtes de lecture, convenablement commutées, restituent des créneaux de fréquence de récurrence variable que l'on remet en

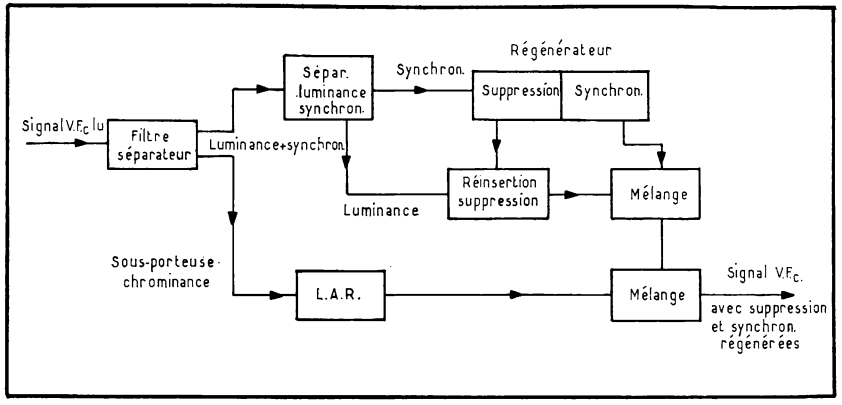


Fig. 12-23. — En TV couleurs, la nécessité de séparation et de reconstitution des signaux de synchronisation, pour éliminer les parasites de commutation des têtes, entraîne un traitement séparé du signal de chrominance.

forme dans un limiteur-écrêteur. Le principe de démodulation est le suivant : le signal en créneaux délivré par le limiteur est envoyé dans une ligne à retard qui déphase de 90° les créneaux à fréquence de récurrence égale à la fréquence de la porteuse H.F., et de plus de 90° ceux dont la fréquence de récurrence est supérieure à cette dernière (c'est-à-dire lorsque il y a modulation entraînant une excursion positive de fréquence). En additionnant le signal en créneaux direct et le signal retardé (fig. 12-22), on obtient des impulsions de largeurs différentes. La largeur ou la surface de ces impulsions est inversement proportionnelle à l'amplitude du signal modulant enregistré. Par intégration et inversion de polarité, on peut donc reconstituer le signal V.F.C. d'origine.

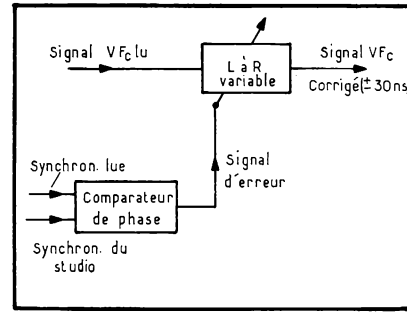


Fig. 12-24. — Principe de la compensation des erreurs de géométrie en enregistrement TV couleurs (système SECAM).

La conception mécanique du système d'enregistrement à quatre têtes entraîne un problème de commutation qui doit être effectuée pendant un intervalle de suppression ligne. On peut ainsi éliminer le parasite de commutation, à condition de réinsérer un nouveau signal de suppression et de synchronisation ligne. Pendant cette opération, tous les signaux situés au-dessous du niveau de suppression sont écrêtés. Or, dans tous les systèmes de TV couleurs, une partie des signaux de chrominance peut être située au-dessous de ce niveau. Il faut donc séparer les signaux de luminance seule, puis mélanger de nouveau le signal de chrominance à cette dernière pour obtenir le signal vidéo-fréquence composite complet (fig. 12-23).

Les erreurs de géométrie (position défectueuse de la bande ou du guide, espacement irrégulier des têtes) sont compensées, en noir et blanc, par une

ligne à retard variable commandée par un signal d'erreur résultant de la comparaison de phases des signaux de synchronisation lus sur la bande et de ceux fournis par le studio (fig. 12-24). Cette correction est suffisante pour le *SECAM :* elle permet de réduire les variations de phase du signal restitué à $\pm$ 30 ns. Dans le cas du *PAL* et surtout du *N.T.S.C.*, cette correction est insuffisante, car elle correspond à une erreur de phase de 50°, tout à fait inacceptable. On est alors amené à employer un circuit plus élaboré (fig. 12-25), commandé à partir des erreurs de phase relevées sur la sous-porteuse. L'erreur résiduelle est alors ramenée à $\pm$ 5 ns.

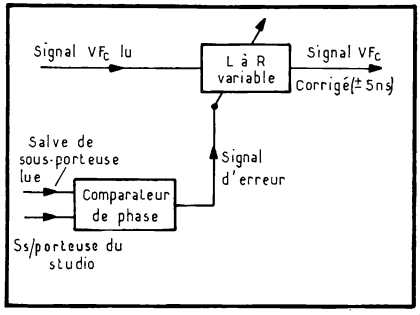


Fig. 12-25. — Correction des erreurs de géométrie dans le cas de l'enregistrement magnétique en PAL ou N.T.S.C.

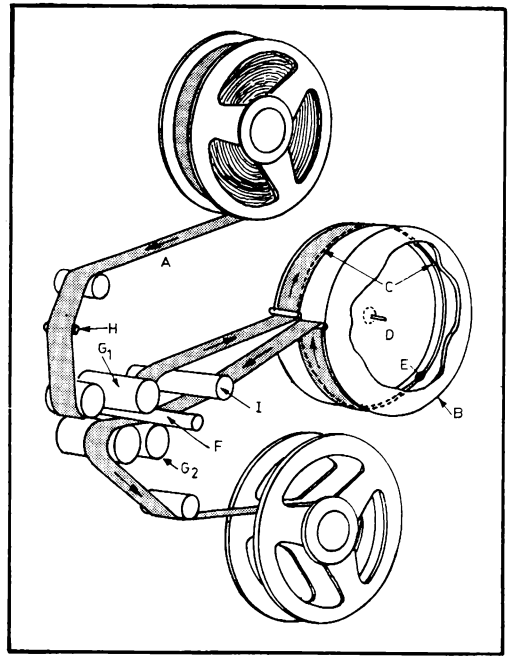


Fig. 12-26. — Principe du procédé d'enregistrement magnétique par tête unique et défilement hélicoïdal de la bande.

3-3. — *ENREGISTREMENT SUR BANDE MAGNÉTIQUE PAR TÊTE UNIQUE ET AVEC DÉFILEMENT HÉLICOÏDAL*

Bien que ce procédé n'offre pas encore de performances suffisantes pour satisfaire les impératifs de l'enregistrement professionnel en télévision, ses qualités de simplicité pourraient, à la suite des améliorations qui lui seront

certainement apportées dans les années à venir, en faire un concurrent sérieux du procédé classique à quatre têtes.

La figure 12-26 illustre le principe de ce procédé. La bande magnétique, de 25 mm de largeur et défilant à 38 cm/s, passe, suivant un trajet en spirale, sur un tambour fixe sur la périphérie duquel a été pratiquée une fente. Une tête d'enregistrement-lecture, disposée à l'extrémité d'un rayon d'un disque tournant à l'intérieur du tambour à la vitesse de 50 tr/s, circule dans cette fente, en contact avec la bande magnétique (on peut également concevoir ce même système avec deux têtes disposées diamétralement).

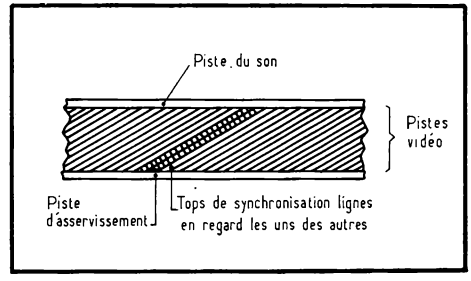


Fig. 12-27. — Chaque piste porte les informations correspondant à une trame entière. Les périodes de suppression lignes sont placées en regard les unes des autres, d'une piste à l'autre, afin de réduire les risques de diaphotie.

A chaque tour de disque, la tête parcourt ainsi sur la bande une trajectoire oblique de 1 m de longueur environ (fig. 12-27). Puisque la vitesse de rotation du disque est de 50 tr/s, chaque piste oblique porte donc les informations correspondant à une trame entière d'image, à condition de faire coïncider le passage de la tête d'une piste à l'autre avec la période de suppression trame. On retrouve, sur les bords de la bande, deux pistes longitudinales portant, comme dans le système à quatre têtes, l'une les informations du son, l'autre des impulsions de synchronisation trames. Des circuits auxiliaires utilisent ces dernières pour asservir le mouvement de défilement de la bande et la rotation du disque, de sorte que, à l'enregistrement et à la lecture, le changement de piste s'effectue en synchronisme avec le changement de trame.

L'alimentation de la tête d'enregistrement en signal vidéo (porteuse modulée en fréquence), de même que la transmission du signal de lecture, sont effectuées par l'intermédiaire d'un transformateur à noyau ferroxcube, dont le primaire, fixe, est connecté à l'amplificateur d'enregistrement ou de préamplificateur de lecture, et dont le secondaire, mobile et connecté à la tête, est solidaire du disque rotatif. On évite ainsi les inconvénients (mauvais contacts, production de parasites) des systèmes à balais et bagues collectrices.

Les pistes étant très rapprochées les unes des autres (fig. 12-27), on s'arrange, afin de diminuer la diaphotie interpistes, pour que les périodes de suppressions lignes soient disposées en regard les unes des autres. De la sorte, les lignes enregistrées sur des éléments juxtaposés de pistes voisines, correspondent approximativement à des parties identiques de l'image, et les impulsions de synchronisation de lignes, sur chaque piste, ne peuvent provoquer de parasites sur les pistes voisines, puisqu'elles sont situées en regard des périodes de suppression du signal vidéo sur ces dernières.

Enfin, signalons une caractéristique intéressante du système d'enregistrement hélicoïdal : chaque piste portant les informations correspondant à une trame entière, il est possible, en stoppant le défilement de la bande et en conservant le mouvement rotatif du disque porte-tête, d'obtenir la lecture sans fin de la même image (plus exactement, d'une trame de la même image).

D'autre part, il est relativement aisé, en changeant le rythme de passage de la tête d'une piste à l'autre (par exemple tous les 1/10 de seconde au lieu de tous les 1/50 de seconde) d'obtenir un effet de ralenti, à la lecture.

3-4. — *ENREGISTREMENT SUR BANDE THERMOPLASTIQUE*

Ce procédé n'est pas entré en exploitation courante en télévision. Il offre des avantages indéniables : l'image, enregistrée par un procédé électronique sur un film traité spécialement, peut être reproduite immédiatement par un projecteur du type cinéma, avec la luminosité et dans des dimensions aussi grandes que l'on désire. La lecture peut aussi être effectuée par un télécinéma, si l'on désire obtenir un signal électronique vidéo-fréquence. L'une des principales difficultés à résoudre est due à la nécessité de maintenir le vide dans l'enceinte où est effectuée la « gravure » du film.

En effet, c'est par bombardement électronique, donc dans un vide très poussé, que l'on forme sur le film une image électrostatique correspondant au signal vidéo-fréquence commandant le canon (fig. 12-28). Le film (fig. 12-29) est constitué par trois couches : une base en matière plastique transparente, de température de fusion assez élevée; une couche conductrice transparente, portée à un potentiel positif; enfin, une pellicule thermoplastique, également transparente, de température de fusion peu élevée. Le faisceau d'électrons dévié transversalement suivant le rythme des lignes d'analyse TV et modulé

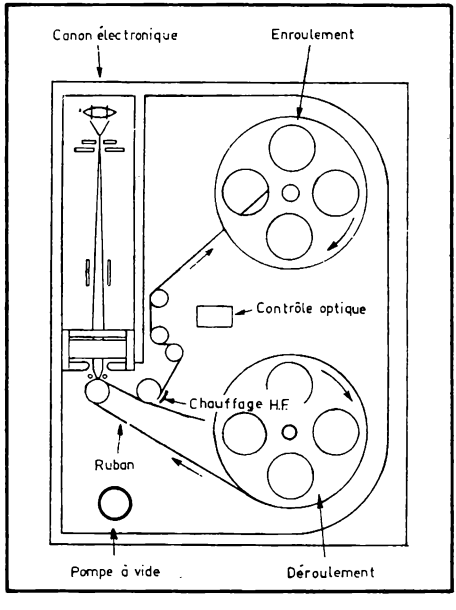


Fig. 12-28. — Principe d'un enregistreur vidéo sur bande thermoplastique.

par le signal vidéo-fréquence, dépose sur la couche thermoplastique des charges négatives, en plus ou moins grande quantité, suivant la densité du faisceau. Le film est ensuite porté, par chauffage H.F., à la température de fusion de la couche thermoplastique. Cette dernière, sous l'effet des forces d'attraction entre les charges négatives (électrons du faisceau) et les charges positives de la couche conductrice, se plisse plus ou moins, suivant le même

processus que celui de la formation de l'image sur la couche d'huile de l'« Eidophor ». Le refroidissement ne demande que quelques millisecondes, et le film est immédiatement prêt à être projeté.

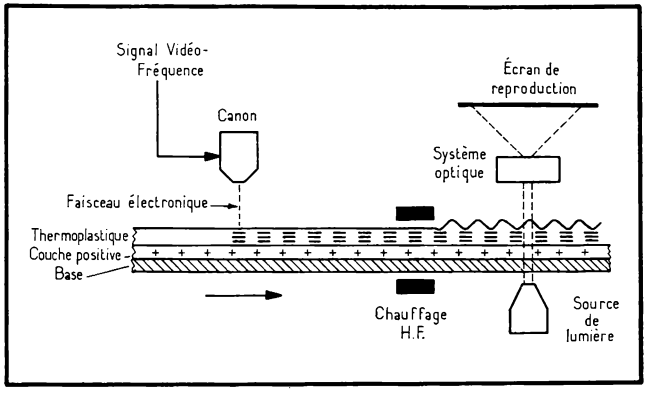


Fig. 12-29. — Principe de la modulation de la bande thermoplastique par un faisceau électronique, lui-même asservi au signal vidéo.

Le système de lecture (fig. 12-30) s'inspire aussi du procédé à double réseau de barres, disposées en quinconce, de l'« Eidophor ». Lorsque la couche thermoplastique est lisse (surface non « impressionnée » ou n'ayant pas reçu d'électrons, donc correspondant aux noirs de l'image), les faisceaux lumineux issus du premier réseau sont entièrement occultés par les barreaux du second. A l'inverse, lorsque la couche thermoplastique est plissée, ces faisceaux peuvent atteindre l'écran, en plus ou moins grande proportion, suivant le creux des plis qui les diffractent.

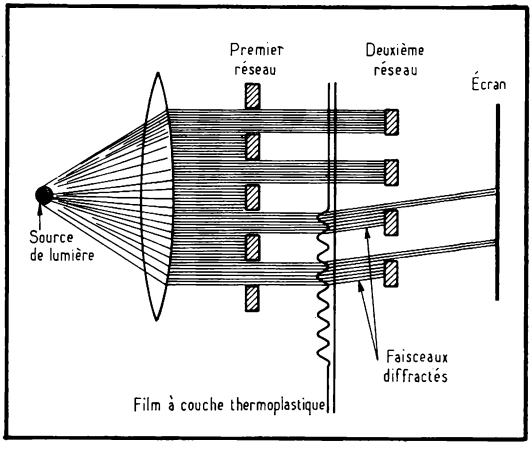


Fig. 12-30. — Système de lecture de bande thermoplastique avec projection optique directe.

L'effacement est réalisé, très simplement, en portant le film à une température supérieure à la température de fusion de la couche thermoplastique, dont la conductivité augmente alors, d'où un écoulement des charges accumulées à sa surface. En l'absence des contraintes dues à ces charges, le film reprend, après refroidissement, une surface lisse, et devient disponible pour un nouvel enregistrement.

Parmi les perspectives offertes par ce nouveau procédé, notons la possibilité d'enregistrement de la couleur, le support restant aussi simple et le système d'enregistrement et de lecture mettant à profit le phénomène de franges d'interférences colorées.

4. — Équipements de reportage

Les nécessités de l'actualité télévisée exigeant parfois (manifestations sportives, événements politiques importants, grandes « premières » techniques ou scientifiques, etc.) des transmissions en direct depuis le lieu même où est réalisée la prise de vues, toute une catégorie de matériels spécifiques de cette forme de reportage a été développée, mettant à profit, en particulier, les progrès importants réalisés en matière de miniaturisation avec les circuits à semi-conducteurs et, depuis peu, les circuits intégrés. Notons que, même dans l'éventualité d'une diffusion en différé, il y a tout à gagner à enregistrer les images de reportage sur magnétoscopes plutôt qu'avec des caméras cinématographiques; dans le premier cas, en effet, on disposera, à la lecture, d'un signal vidéo-fréquence immédiatement diffusable, alors que, dans le second cas, il faudra passer par un intermédiaire optique supplémentaire, le télécinéma.

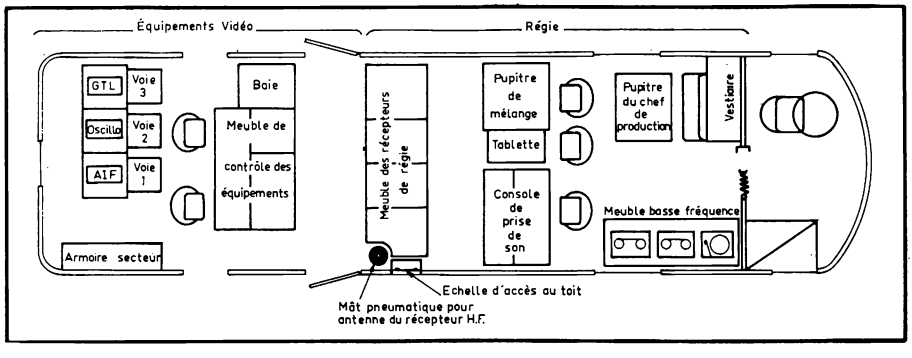
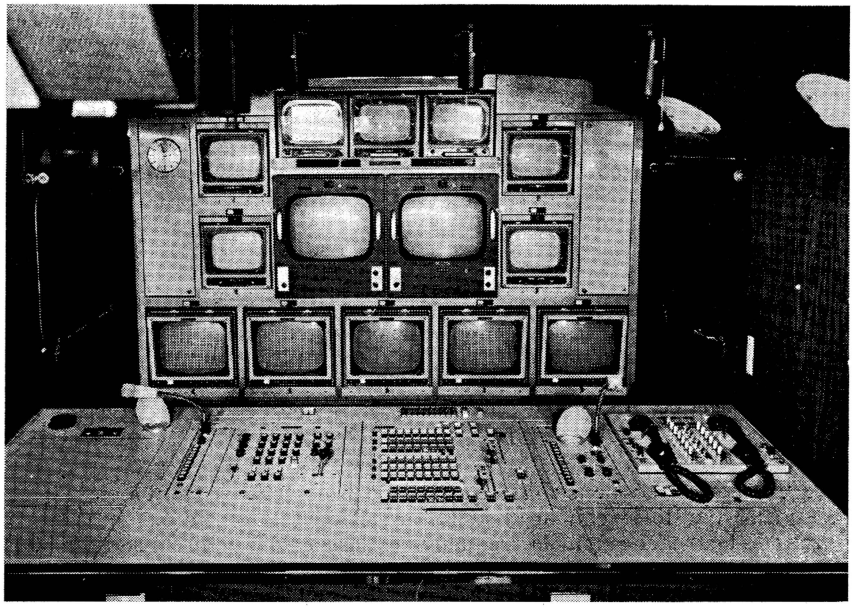


Fig. 12-31. — Agencement d'un car de reportage lourd.

Nous distinguerons les dispositifs lourds (cars de reportage) et les dispositifs légers (caméras portatives, voitures et hélicoptères équipés pour la prise de vues). Les transmissions entre les équipements de la deuxième catégorie et les cars de reportage, ainsi que celles entre ces derniers et le centre émetteur, sont assurées par des liaisons hertziennes, avec ou sans relais intermédiaires, établies spécialement et temporairement à cet effet. Ce mode de transmission sera analysé plus en détail dans la troisième partie de cet ouvrage (chap. 14, « La transmission »).

Un *car de reportage* (fig. 12-31) est, en fait, une véritable régie mobile équipée pour mettre à la disposition du réalisateur les mêmes moyens techniques que ceux assurés dans un studio fixe. De même que dans ce dernier, on trouvera donc une partie aménagée en salle d'équipements techniques, avec les « voies » des caméras (en général, trois ou quatre caméras par car),

les générateurs de synchronisation, les récepteurs et oscilloscopes de contrôle. De plus, pour se rapprocher davantage des conditions de travail offertes dans un centre fixe producteur d'images, on peut équiper chaque car d'un analyseur d'images fixes, d'un télécinéma et d'un magnétoscope.



Vue intérieure d'un car de reportage prise de la place qu'occupe le réalisateur.

Les caméras « lourdes », à tubes image-orthicon, en télévision noir et blanc, ou à tubes plumbicon pour la couleur, sont reliées à leurs équipements de voies par des longueurs de câble allant de quelques dizaines à quelques centaines de mètres (avec amplificateurs et correcteurs de phase, le cas échéant). Ces câbles acheminent les signaux de luminance E_Y et (ou) de couleurs primaires E_R, E_V et E_B, les signaux de synchronisation, les tensions d'alimentation et de télécommande de caméra.

Une autre partie du car est aménagée en régie avec pupitre de mélange, commutation et truquage pour le réalisateur, console de prise de son et meuble B.F. équipé de tourne-disques et magnétophones pour l'ingénieur du son. Dans les cars conçus pour le noir et blanc, le réalisateur a vue sur les récepteurs de contrôle (images de chaque caméra, image de préparation pour truquage éventuel et image finale de « départ antenne ») de la section technique et peut ainsi commuter l'image de son choix. Dans les cars de reportage en TV couleurs, il est nécessaire, pour obtenir des images dépourvues de « dominante colorée », que les images provenant de différentes caméras ou d'autres sources soient comparées, par commutations successives, sur un même récepteur. La séquence de présentation des images sur l'écran de ce dernier, laissée à la convenance du technicien responsable, ne correspondant pas aux besoins du réalisateur, il faut donc mettre à la disposition de ce dernier des récepteurs alimentés en permanence par les images des différentes sources.

Les circuits de mélange et de truquage, en noir et blanc, sont identiques à ceux que nous avons étudiés au paragraphe 2-1, concernant l'équipement des studios. Nous avions vu, au paragraphe 2-2, qu'en télévision en couleurs, il fallait procéder à un décodage partiel lorsque le système adopté comportait une sous-porteuse modulée en fréquence par les signaux de chrominance. Etant donné que les liaisons sont moins longues et moins nombreuses dans un car de reportage que dans un centre producteur d'images, on peut envisager une autre technique consistant à effectuer les opérations de mélange ou de truquage séparément sur les trois signaux primaires E'_R, E'_V et E'_B, avant codage. Ce dernier n'est effectué, après le mélange, que pour les signaux correspondant à l'image définitive qui doit être diffusée. On y gagne une simplification de l'appareillage spécifique de la couleur et une interchangeabilité plus aisée d'un système de codage à un autre. En contrepartie, les liaisons jusqu'au mélangeur truqueur et les circuits de ce dernier sont triplés; d'autre part, on doit particulièrement veiller à l'équilibrage des gains sur chacune des voies (tolérance de l'ordre de 1 %), sous peine de provoquer des virages de teintes.

Un *camion relais,* chargé de transmettre l'image et le son depuis le lieu de reportage jusqu'au centre émetteur principal, accompagne le car de reportage, dans le cas d'une diffusion en direct. La transmission est réalisée par faisceau hertzien en ondes U.H.F. (6000 à 10 000 MHz); à ces fréquences, il est indispensable que les aériens d'émission et de réception soient en vue directe. Si ce n'est pas le cas, on doit mettre en place des relais intermédiaires assurant la transmission par bonds successifs (*cf.* chap. 14).

L'alimentation de l'ensemble camion de reportage et camion relais peut être fournie par le réseau de distribution électrique ou, le cas échéant, par un groupe électrogène dont la fréquence est asservie à celle du secteur 50 Hz. Enfin, les générateurs de bases de temps de l'équipement de reportage du car sont généralement synchronisés sur le secteur ou pilotés par quartz (dans le cas d'utilisation de caméras portatives autonomes dont les signaux de synchronisation peuvent parfois servir de « pilotes » pour le générateur du car de reportage).

Les caméras lourdes, à tubes image-orthicon, ne donnent pas la liberté de manœuvre nécessaire pour les prises de vues effectuées en mouvement (à partir d'une auto, d'une moto, d'un hélicoptère, etc.) ou en des lieux difficilement accessibles. Grâce aux progrès réalisés en matière de tubes vidicon de faibles dimensions (25 mm de diamètre, 130 mm de longueur) et grâce à l'emploi systématique de transistors, de nouveaux *matériels de prise de vues, légers et autonomes,* ont été développés pour satisfaire aux besoins des reportages. De tels matériels comportent (fig. 12-32) une caméra, à tube vidicon de 25 mm de diamètre, équipée d'un viseur reflex et d'un objectif à focale variable, sa voie d'équipement et un émetteur, ces deux derniers équipements étant groupés dans un boîtier unique ne pesant qu'une quinzaine de kilogrammes et pouvant donc être facilement porté sur le dos du cameraman. L'alimentation de l'ensemble des circuits est assurée, avec une autonomie de quelques heures, par une batterie argent-zinc suivie d'un convertisseur à transistors.

La fréquence de travail de l'émetteur portatif est généralement située dans un des canaux des bandes IV ou V. Le type de modulation choisi pour la transmission du signal d'image est la modulation de fréquence. La puissance d'émission est de l'ordre de 0,5 W. Lorsque le matériel de prise de vues n'est pas porté par le seul cameraman, mais se trouve dans une voiture ou un hélicoptère, l'émetteur employé peut être plus puissant (5 W), ce qui permet des transmissions à plus longue distance.

Les signaux émis par l'émetteur de l'équipement de prise de vues autonome peuvent être soit reçus directement par un poste fixe (car de reportage), soit transmis par relais hertzien vers ce dernier.

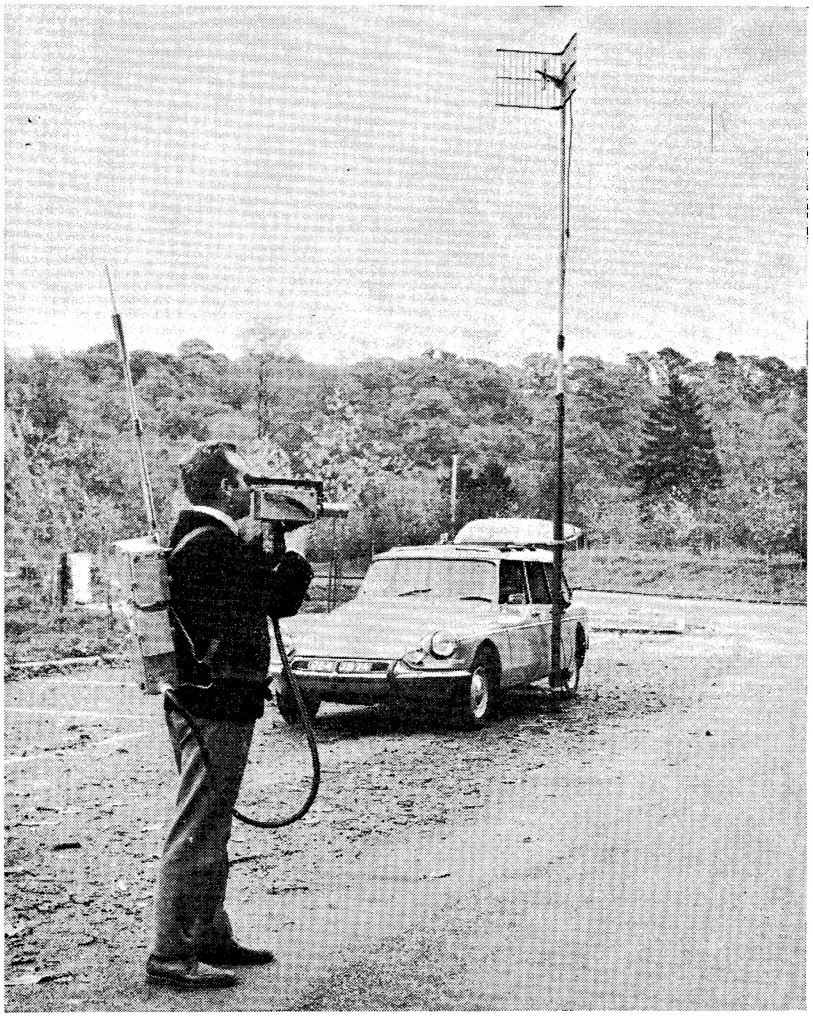


Fig. 12-32. — Equipement de prise de vues portatif et break équipé pour la réception du signal H.F. émis par cet équipement.

Comme les images transmises par une caméra portative sont généralement enchaînées, dans un programme déterminé, avec des images provenant d'autres sources, il faut assurer une intersynchronisation entre ces différentes images pour éviter tout risque de « décrochage » lors de la commutation de l'une à l'autre. Les bases de temps de la caméra portative sont pilotées par

un quartz incorporé. L'un des moyens adoptés consiste à asservir les bases de temps du car de reportage, où se trouve la régie, aux signaux de synchronisation du signal transmis par l'équipement portatif. Cette méthode n'est pas valable lorsque la liaison hertzienne entre caméra mobile et le car est affectée d'instabilité : dans ce cas, il faut « verrouiller » la fréquence des générateurs de base de temps du car sur un signal pilote délivré par quartz (ou par comparaison avec la fréquence du secteur). Il est évident que la qualité de transmission en pâtit alors, tout au moins lorsque l'image commutée est celle de la caméra portative. Une autre méthode, appliquée depuis peu de temps, consiste à établir une liaison hertzienne dans le sens car-caméra et à piloter, à distance, les générateurs de balayage de la caméra portative par la synchronisation du car.

Notons, pour terminer, qu'en fonction des besoins très diversifiés des reportages, un effort constant d'adaptation du matériel existant est exigé. Que l'on songe seulement aux conditions de travail imposées lors de la prise de vues par un cameraman lâché en chute libre d'un avion, à 3000 m d'altitude, ou encore, en selle sur le tan-sad d'une moto de course, aux contraintes que subit le matériel lors de prises de vues sous-marines, à la précision exigée pour des émissions telles que celles consacrées à la médecine et à la chirurgie, avec vues endoscopiques, vues microscopiques, etc.

CHAPITRE 13

L'ÉMETTEUR

L'émetteur-image de télévision a pour fonction de produire une onde porteuse V.H.F. ou U.H.F., modulée en amplitude par le signal vidéo-fréquence composite, et de l'amplifier jusqu'à la puissance nécessaire pour sa diffusion sur un territoire (zone de couverture) d'une certaine étendue.

Nous avons étudié, dans la première partie de cet ouvrage, les raisons qui ont conduit à adopter des longueurs d'ondes métriques ou décimétriques pour la diffusion de la télévision, compte tenu de la largeur de bande du signal vidéo-fréquence que l'on doit transmettre. C'est là une des principales difficultés rencontrées dans la technique d'émission TV : il faut produire des puissances de l'ordre de plusieurs dizaines *et même* de quelques centaines de kilowatts, en régime continu et à des fréquences élevées (*41 à 68 MHz en bande I, 174 à 223 MHz en bande III, 470 à 600 MHz en bande IV, 600 à 960 MHz en bande V*).

A ces ordres de grandeur de puissance, de fréquence et de bande passante se posent des problèmes complexes qui ne peuvent parfois trouver que des solutions de compromis, dans l'état actuel de la technique. Ces problèmes résultent, en particulier, des points suivants :

Les effets des capacités parasites. — *Pour les fréquences élevées, le terme C ω prend une valeur importante. Il faut veiller à réduire au minimum les capacités entre circuits de liaison et masse, et celles entre électrodes des tubes amplificateurs. D'autre part, pour éviter une variation trop importante de l'impédance dans la bande de fréquences à transmettre, les impédances de charge utilisées doivent être faibles (quelques centaines d'ohms), ce à quoi les tubes électroniques sont mal adaptés;*

Les temps de propagation *dans les conducteurs et* le temps de transit *des électrons dans les tubes ne peuvent être négligés aux fréquences élevées; on est amené à utiliser des électrodes de faibles dimensions et à les rapprocher au maximum (d'où une augmentation des capacités interélectrodes);*

Les effets de rayonnement. — *Le moindre fil, la moindre connexion blindés de façon défectueuse constituent des antennes, dont la longueur n'est pas négligeable par rapport à la longueur d'onde transmise et qui peuvent rayonner, en pure perte, une énergie importante;*

Les dissipations calorifiques. — *Pour les fréquences élevées, les pertes par effet calorifique, dues à l'augmentation de la résistance des conducteurs (« effet de peau ») et des pertes diélectriques, entraînent la nécessité d'un refroidissement énergique (par circulation forcée d'eau ou d'air).*

L'ensemble des circuits d'émission peut être décomposé (fig. 13-1) comme suit :

Chaîne vidéo-fréquence. — *Elle assure l'amplification du signal vidéo, la stabilisation du signal de synchronisation, les diverses précorrections de linéarité et de phase, la transmission ou le rétablissement de la composante continue (alignement du niveau de suppression) ;*

La chaîne H.F. — *Elle comprend un oscillateur pilote à quartz, des étages multiplicateurs de fréquence, des étages amplificateurs de puissance H.F. non modulée;*

L'étage de modulation;

La chaîne H.F. modulée *alimentant le diplexeur, par l'intermédiaire d'un filtre de bande qui modèle la courbe H.F. suivant le gabarit imposé par les normes.*

Une boucle de contre-réaction stabilise la puissance de sortie correspondant au niveau de suppression.

L'émetteur son, de constitution classique, aboutit également au diplexeur relié par câble coaxial ou guide d'ondes à l'aérien commun d'émission.

1. — La chaîne vidéo-fréquence

Le signal vidéo-fréquence est fourni par le centre nodal à un niveau normalisé de 1 V c. à c. Pour l'attaque de l'étage de modulation il faut, suivant le tube utilisé, une tension vidéo crête à crête de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de volts. L'amplification nécessaire doit être effectuée

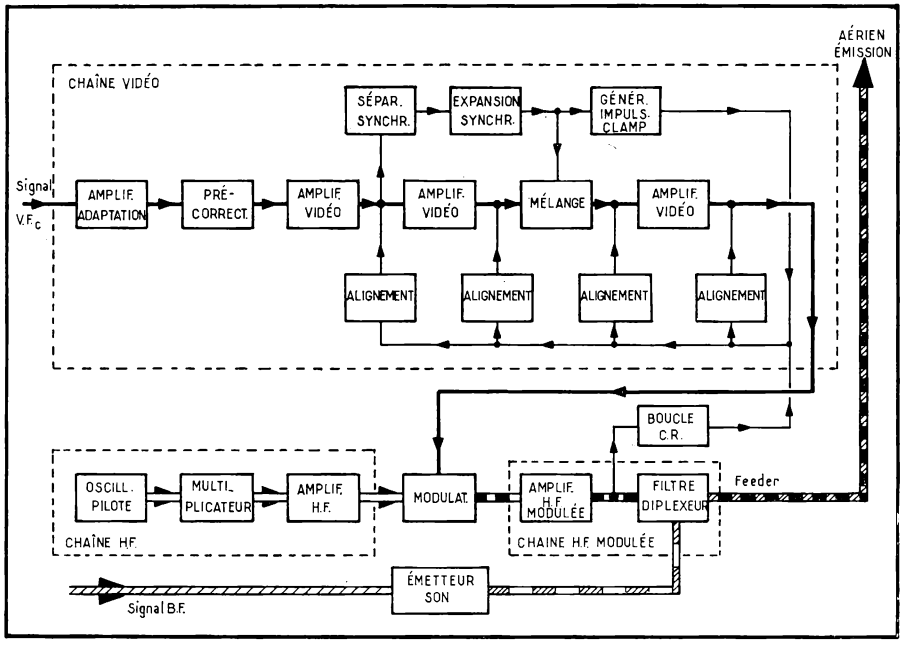


Fig. 13-1. — Synoptique des différents étages d'un émetteur TV.

sans distorsion et en assurant la précorrection des défauts qu'introduiront les étages modulateurs et amplificateurs de H.F. modulée, ainsi que celle des distorsions dues à l'émission en bande latérale atténuée. Par ailleurs, le niveau de suppression du signal vidéo et l'amplitude des impulsions des synchronisations doivent être parfaitement stabilisés, pour l'attaque de l'étage de modulation.

1-1. — *AMPLIFICATION VIDÉO-FRÉQUENCE ET PRÉCORRECTIONS*

Le premier étage de la chaîne vidéo a pour rôle d'adapter l'entrée de cette dernière au câble coaxial amenant le signal depuis le centre nodal, afin d'éviter toute réflexion dans cette liaison.

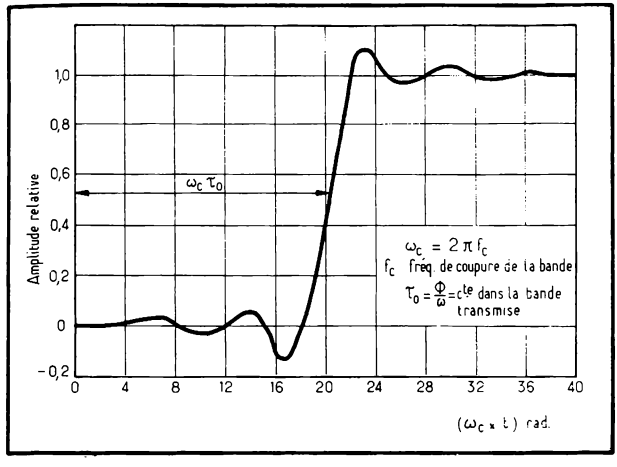


Fig. 13-2. — Effet de suroscillations dans la réponse aux transitoires dû à la coupure brutale du spectre côté porteuse son.

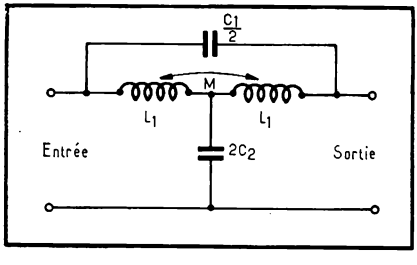


Fig. 13-3. — Quadripôle de correction des effets de la coupure du côté des fréquences élevées du spectre vidéo.

Cet étage est suivi de cellules de précorrection des réponses en fréquence et en phase de l'ensemble de l'émetteur. En effet, pour respecter le gabarit du signal H.F. modulé, il est indispensable d'utiliser des filtres de bande à coupure brutale du côté de la porteuse son (c'est-à-dire pour les fréquences élevées du spectre vidéo) et du côté de la bande latérale atténuée. La coupure du côté des fréquences élevées entraîne une distorsion de phase se traduisant par des suroscillations importantes dans la réponse aux transitoires (fig. 13-2). La correction est effectuée par des quadripôles qui ont la propriété de présenter une réponse amplitude-fréquence constante et une réponse retard de groupe-fréquence dont la loi de variation est fonction des éléments qui les composent (cellules en T ponté) (fig. 13-3). On détermine ces éléments pour

que la loi de variation retard de groupe-fréquence des quadripôles de correction soit inverse de celle due à la coupure de bande aux fréquences élevées.

Les distorsions aux fréquences situées du côté de la bande latérale atténuée proviennent du système de transmission adopté, avec détection de la porteuse calée sur le flanc de Nyquist. Ces distorsions affectent les fréquences moyennes et basses du spectre vidéo et entraînent une réponse transitoire avec suroscillations dans les noirs et traînage dans les blancs (fig. 13-4). Si le taux de modulation est faible (inférieur à 15 %), elles affectent principalement les fréquences comprises dans l'intervalle où les deux bandes latérales sont transmises : il y a à la fois distorsion d'amplitude et distorsion de phase, que l'on corrige en modifiant les réponses amplitude-fréquence et phase-fréquence (cellules en T ponté) des amplificateurs vidéo. Si le taux de modulation est grand, la composante en quadrature (fig. 13-5) ne peut être négligée et il faut alors prévoir un dispositif de correction non linéaire, asservi au niveau du signal modulant.

Après ces précorrections, le signal vidéo-fréquence est amplifié par une série d'étages en cascade, d'une part, tandis que le signal de synchronisation est séparé et suramplifié, d'autre part, par rapport au signal de luminance, afin de compenser la distorsion engendrée par la courbure de caractéristique des étages de H.F. modulée. Le signal de synchronisation suramplifié est ensuite réincorporé au signal vidéo complet.

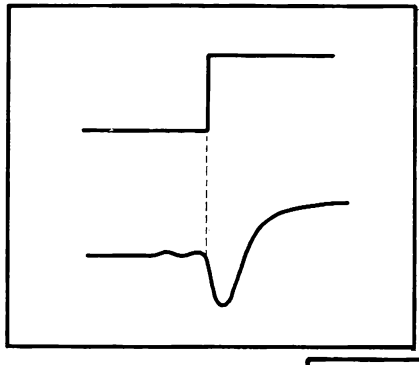


Fig. 13-4. — Suroscillations et traînage dus à la coupure du côté de la bande latérale atténuée.

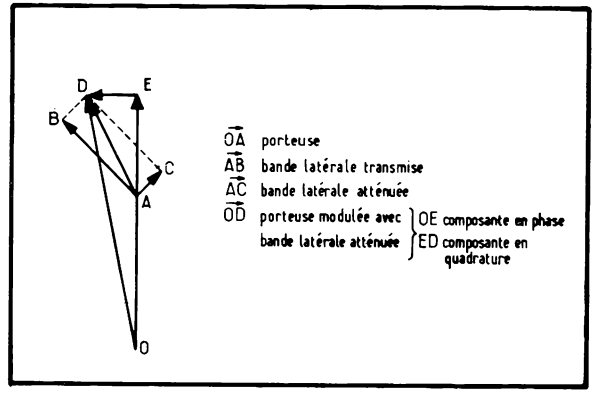


Fig. 13-5. — Lorsque le taux de modulation est important, la composante en quadrature, due à l'atténuation d'une des bandes latérales, ne peut être considérée comme négligeable.

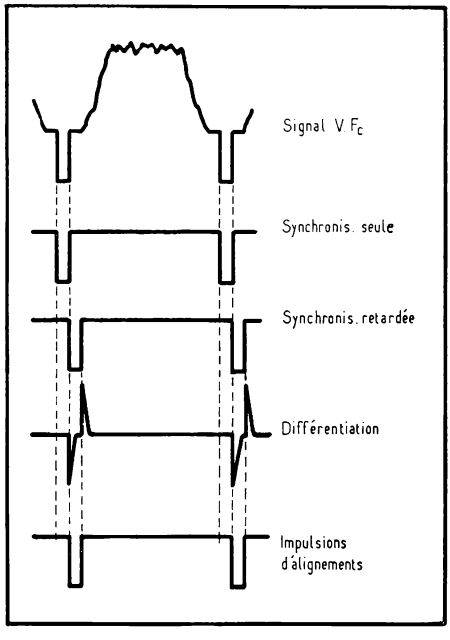
La chaîne d'amplification du signal vidéo comporte des cellules de compensation du type série, parallèle ou série-parallèle, qui corrigent sa réponse intrinsèque aux fréquences basses et élevées (voir à ce sujet « Corrections vidéo-fréquence », chap. 20).

Enfin, on trouve encore, dans cette chaîne, un certain nombre de dispositifs non linéaires destinés à précorriger la compression des blancs et des noirs de la chaîne H.F. modulée, d'une part, et les erreurs de gain et de phase différentiels, d'autre part, qui, dans le cas d'émissions en couleurs, pourraient avoir de graves conséquences.

1-2. — *ALIGNEMENT DU NIVEAU DE SUPPRESSION*

Les étages amplificateurs vidéo comportent des liaisons par condensateurs : la composante continue du signal n'est donc pas transmise (fig. 13-6), ce qui a pour conséquence de faire travailler les amplificateurs sur une plage

Fig. 13-6, ci-contre. — La liaison par condensateur supprime la composante continue du signal vidéo et « désaligne » les niveaux de suppression.



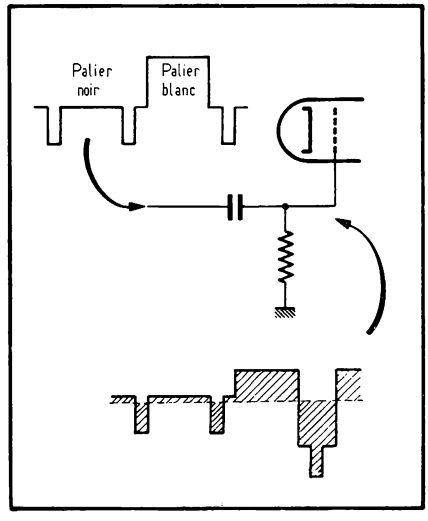


Fig. 13-7, ci-contre. — Principe de l'alignement du niveau de suppression : les impulsions d'alignement correspondant aux paliers arrière de suppression lignes sont utilisées pour débloquer le système de « clamp ».

plus large que la valeur nominale de l'amplitude du signal vidéo, avec tous les risques de non-linéarité et d'écrêtage qui en résultent. Aussi faut-il restituer la composante continue, tous les deux ou trois étages, par un procédé fixant le potentiel continu d'un point caractéristique du signal vidéo, en l'occurrence le niveau de suppression ou le fond des tops de synchronisation. Les systèmes utilisés à cette fin procèdent tous d'un même principe : on ramène périodiquement à une valeur fixe (tension de polarisation de repos du tube) le potentiel de la grille du tube de l'étage où l'on désire restituer la composante continue. Cette « remise à zéro » est effectuée pendant tous les paliers arrière de suppression lignes, par l'intermédiaire d'un commutateur, à diodes, par exemple, lui-même commandé par des impulsions obtenues à partir des tops de synchronisation lignes (fig. 13-7).

Un tel système, dit de « clamp », peut être réalisé, par exemple, avec un commutateur à quatre diodes, comme l'illustre la figure 13-8. Pendant les impulsions d'alignement, les quatre diodes conduisent et fixent le potentiel de grille du tube à $-V_{g1}$. En l'absence de ces impulsions, c'est-à-dire pendant la transmission du signal d'image, les diodes ne sont plus conductrices et le potentiel de la grille varie, à partir de $-V_{g1}$, en fonction du signal vidéo.

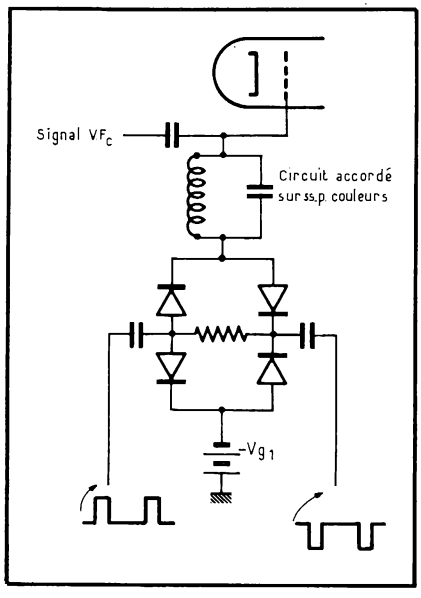
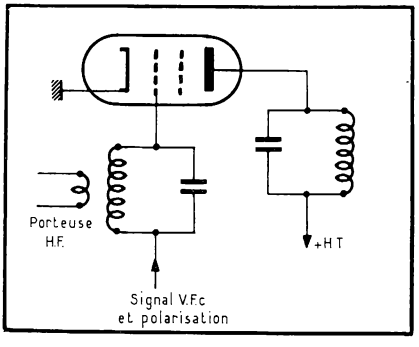


Fig. 13-8, ci-contre. — Système de « clamp » à diodes avec circuit bouchon bloquant le signal de sous-porteuse chrominance.

Fig. 13-9, ci-dessous. — Modulation par la grille d'un tube tétrode.



En télévision en couleurs, comme il existe, sur le palier arrière de suppression, un signal de sous-porteuse (« burst » en *N.T.S.C.* et *PAL*) qui pourrait être perturbé par le dispositif de restitution, on prend la précaution d'intercaler, entre ce dernier et la grille du tube, un circuit bouchon accordé sur la fréquence de sous-porteuse, présentant une grande impédance pour cette dernière et une très faible impédance aux signaux de fréquence lignes.

2. — La chaîne H.F.

C'est, en pratique, la partie la plus simple des circuits d'émission. Un oscillateur piloté par quartz fournit une fréquence de l'ordre de quelques mégahertz (3 à 8 MHz). A partir de cette fréquence, un certain nombre d'étages multiplicateurs « fabriquent » la fréquence porteuse d'émission. Le signal à cette fréquence est alors amplifié jusqu'à une puissance de l'ordre de 0,1 à 1 kW, exigée par l'étage de modulation.

3. — Étage de modulation

Compte tenu de l'étendue du spectre vidéo et des puissances relativement faibles (quelques dizaines de watts) que l'on peut obtenir pour un tel signal à large bande, le système de modulation le plus généralement adopté est la

modulation par la grille d'un tube tétrode (fig. 13-9), plus facile à neutrodyner qu'un tube triode.

Par suite des conditions particulières d'emploi de ce tube, la caractéristique de modulation obtenue n'est pas linéaire (fig. 13-10). La courbure inférieure de cette caractéristique, correspondant aux creux de modulation, entraîne une compression du signal de synchronisation et des noirs, dans les systèmes à modulation positive, et une compression du blanc dans les systèmes à modulation négative. Le coude de saturation supérieur provoque, inversement, une compression des blancs (en modulation positive) ou des noirs et de la synchronisation (en modulation négative). Nous avons vu que ces défauts étaient précorrigés dans la chaîne vidéo.

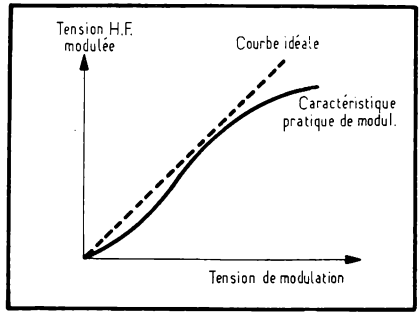


Fig. 13-10. — Caractéristique de modulation par la grille d'un tube tétrode.

La coupure supérieure de la bande H.F. peut être réalisée dans l'étage de modulation en limitant la fréquence maximale du signal modulant par un filtre passe-bas.

4. — La chaîne H.F. modulée

L'amplification de la H.F. modulée est effectuée par un ou plusieurs étages à tubes triodes ou tétrodes, travaillant, de préférence, en classe B, qui assure le meilleur rendement. Cette recherche systématique du rendement se conçoit si l'on se rappelle que l'on doit obtenir des puissances d'émission de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de kilowatts et que le gain des amplificateurs de H.F. modulée est peu élevé, par suite de la constitution particulière des tubes avec lesquels on peut les équiper (la distance grille-cathode est faible, pour limiter le temps de transit des électrons, d'où une capacité élevée entre ces deux électrodes : cette capacité d'entrée peut ainsi être supérieure de trois fois à la capacité de sortie de l'étage, et le calcul montre que le gain est inversement proportionnel à la somme des capacités d'entrée et de sortie).

Par ailleurs, cette recherche du rendement maximal oblige à travailler dans les coudes inférieur et supérieur de la caractéristique du tube, ce qui provoque, de même que dans l'étage de modulation, l'« écrasement » des blancs, des noirs et de la synchronisation. Cette non-linéarité est précorrigée dans la chaîne vidéo.

Enfin, il faut veiller à conserver, dans la chaîne H.F. modulée, une réponse en phase sensiblement linéaire (abstraction faite de l'effet du filtre de bande placé à la fin de la chaîne).

Pour obtenir une bande passante suffisante, dans les conditions de réponse en amplitude et en phase requises, on doit prendre les précautions suivantes :

— Amortir suffisamment les circuits (les impédances de charge sont donc faibles) ;

— Utiliser la technique des circuits décalés et coupler les circuits au couplage transitionnel (*cf.* 4e partie, « Réception », chap. 17 et 19) ;

— Utiliser des circuits réactifs, dits de compensation, rétablissant la linéarité de réponse en phase et en amplitude.

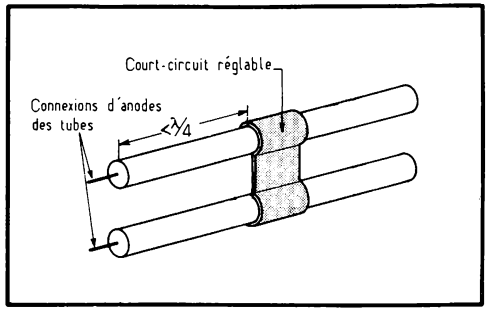


Fig. 13-11. — Ligne symétrique à court-circuit réglable.

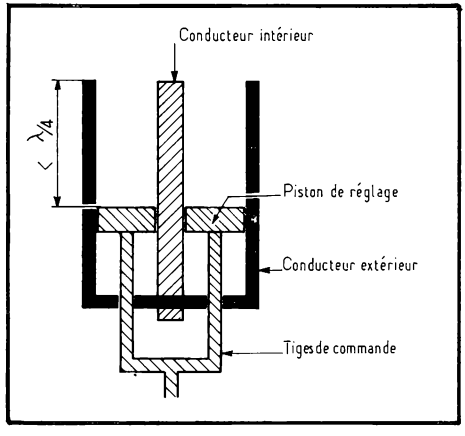


Fig. 13-12. — Coupe d'une cavité d'accord H.F.

Les éléments employés dans la chaîne H.F. modulée ont, en raison des puissances et fréquences de travail élevées, des structures très différentes de celles utilisées habituellement en technique de signaux faibles. La figure 13-11 montre, par exemple, la constitution d'une ligne symétrique, à court-circuit réglable (pour obtenir une longueur de l'ordre de $\lambda/4$), pouvant former un circuit oscillant avec la capacité des tubes auxquels elle est connectée (oscillateur à deux tubes en montage symétrique).

Dans le cas de montage à un seul tube, on pourra trouver des circuits coaxiaux de gros diamètre, appelés « cavités » (fig. 13-12), ou encore des circuits en ligne plate (fig. 13-13), remplissant le rôle de circuits oscillants.

Enfin, les tubes de puissance terminant la chaîne H.F. modulée seront montés en tenant compte de la puissance et de la fréquence très élevées auxquelles ils fonctionnent, et pourvus de systèmes de refroidissement efficaces (fig. 13-14).

Ces tubes de puissance sont, actuellement, soit des tétrodes céramique (la céramique remplaçant le verre des tubes « normaux »), soit des klystrons

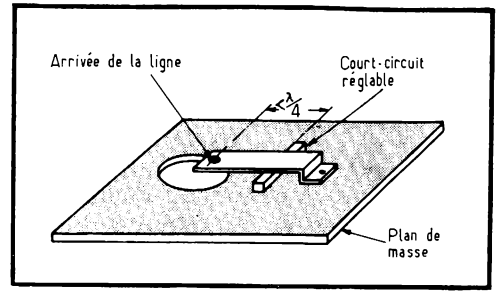


Fig. 13-13. — Circuit oscillant H.F. en ligne plate.

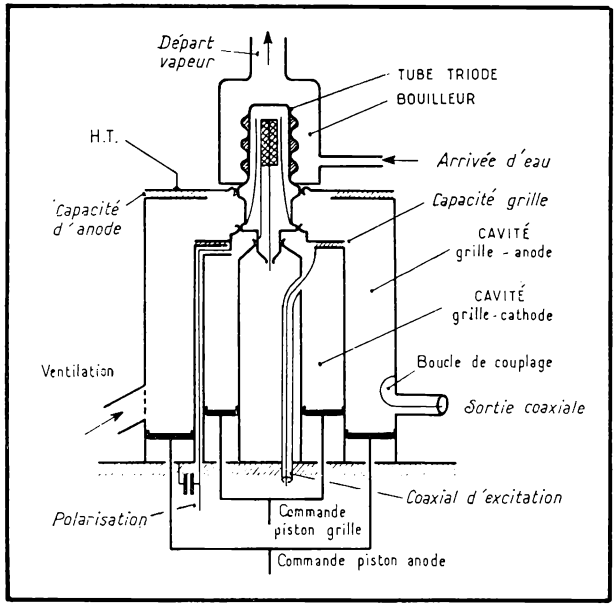


Fig. 13-14. — Coupe montrant le montage d'un tube de puissance H.F. avec son circuit de refroidissement.

amplificateurs. Ces derniers, largement utilisés déjà en technique des hyperfréquences, pour les radars en particulier, offrent certains avantages en U.H.F. :

— Leurs dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde : la cathode et le collecteur peuvent être suffisamment grands pour dissiper des puissances élevées sans exiger de dispositifs compliqués de refroidissement (avec les tétrodes on est tenu à de faibles dimensions de cathode pour que sa surface reste approximativement équipotentielle) ;

— Le mode d'amplification (modulation de vitesse du faisceau) des klystrons rend la grille de commande inutile. On évite donc les risques de claquage que présente la tétrode, dans laquelle on doit, pour diminuer le temps de transit des électrons, placer la grille très près de la cathode;

— Le gain obtenu est très élevé et permet, avec des klystrons à quatre cavités, par exemple, chacune étant accordée sur une fréquence différente, suivant le principe des amplificateurs à circuits décalés (fig. 13-15), d'obtenir, en bande IV, un gain de 25 à 30 dB avec une bande passante de 8 MHz. Par ailleurs, un tel klystron n'exige qu'une puissance de commande de 25 à 50 W pour délivrer une puissance de sortie de quelque 25 kW, ce qui simplifie la chaîne de H.F. modulée;

— Les klystrons fonctionnent à courant constant, d'où une simplification des circuits de filtrage et d'égalisation d'impédance de la source d'alimentation.

En revanche, cette consommation d'énergie constante a pour conséquence un rendement moyen plus faible que dans le cas des tétrodes fonctionnant en classe B, pour un signal modulé en amplitude. Par ailleurs, la tension délivrée par la source d'alimentation doit être quatre ou cinq fois plus élevée qu'avec les tubes classiques. Enfin, le fonctionnement des klystrons exige une focalisation du faisceau par solénoïdes ou aimants permanents très puissants.

La figure 13-16 montre la coupe schématique d'un klystron à quatre cavités. Le lecteur désireux de se documenter sur l'amplification par klystron se reportera à la bibliographie donnée en fin de cet ouvrage, ce sujet débordant du cadre que nous nous sommes fixé.

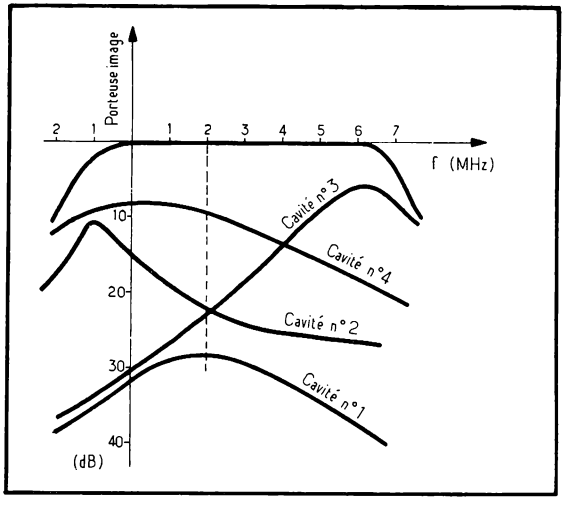


Fig. 13-15. — Obtention d'une courbe de réponse plate avec quatre amplificateurs à circuits décalés.

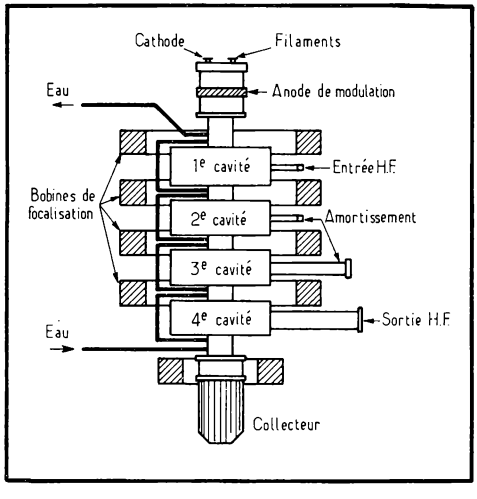


Fig. 13-16. — Coupe d'un klystron à quatre cavités dont la courbe de réponse globale peut être celle de la figure 13-15.

5. — Filtres de bande et diplexeurs

Suivant le principe de transmission à bande latérale atténuée, adopté pour la diffusion de la télévision, le spectre H.F. image, que doit rayonner l'antenne d'émission, est dissymétrique par rapport à la porteuse. Pour des raisons de rendement et de recherche de puissance maximale, on ne peut décentrer ce spectre dans la chaîne d'amplification H.F. Il faut donc le faire entre la sortie de cette dernière et l'aérien. Ce rôle est dévolu à un organe passif, appelé filtre de bande.

Par ailleurs, rappelons qu'il faut rayonner les énergies fournies par deux émetteurs distincts, l'émetteur image et l'émetteur son. Pour des raisons d'économie et de simplification de matériel, la solution la plus généralement adoptée (tout au moins pour des émetteurs à moyenne et grande puissance) est celle d'un aérien et d'une liaison (dénommée « feeder ») émetteurs- aérien communs.

Il faut donc prévoir un dispositif permettant aux deux émetteurs d'être connectés à une même charge, tout en empêchant que le courant débité par l'un atteigne l'autre, c'est-à-dire en évitant tout effet d'intermodulation. Ce dispositif est le *diplexeur*.

Dans de nombreux cas, le filtre de bande et le diplexeur sont réunis en un seul organe, dénommé filtre-diplexeur.

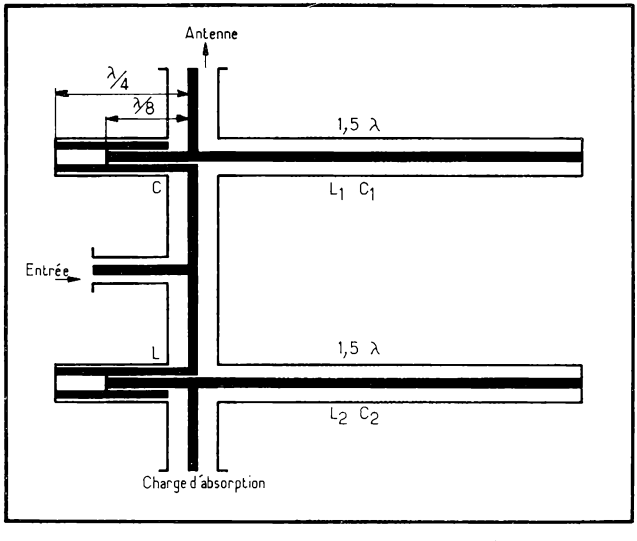


Fig. 13-17. — Constitution d'un filtre de bande réalisé en circuits coaxiaux, vu en coupe.

Pour tous ces dispositifs, qui peuvent être de types variés, existe un impératif commun : afin d'éviter toute distorsion de phase ou d'amplitude, il est indispensable que les entrées du filtre de bande ou du diplexeur soient parfaitement adaptées à l'impédance caractéristique du feeder dans tout le spectre fourni par l'émetteur, et, en particulier, pour l'émetteur image, non seulement dans toute la bande transmise et la bande latérale atténuée, mais aussi dans toute la partie non transmise de la bande latérale. De là découle le principe d'aiguillage auquel répondent tous les dispositifs utilisés : l'énergie H.F. issue des émetteurs est transmise en totalité vers le feeder d'antenne, à travers le filtre de bande et le diplexeur; l'énergie H.F. que l'on désire éliminer (bande latérale atténuée dans ie spectre H.F. image, ou, dans le cas

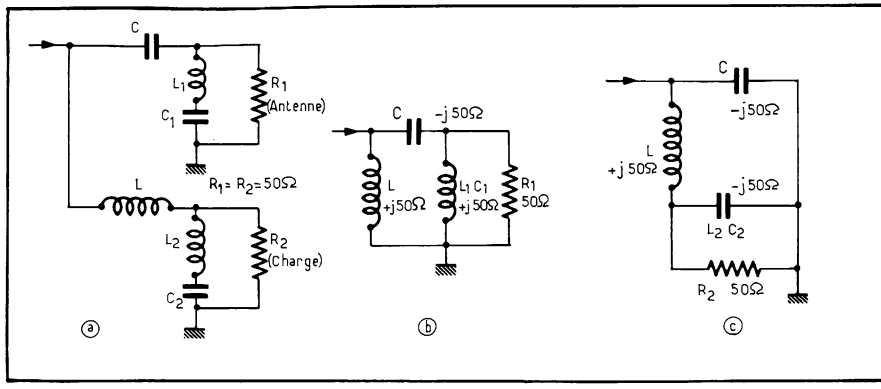


Fig. 13-18. — Schéma équivalent (**a**) du filtre de la figure 13-17 ; à la fréquence porteuse image ce schéma équivalent peut être représenté comme en **b** et, à la fréquence de la bande latérale pour laquelle on désire un affaiblissement de 15 dB, comme en **c**.

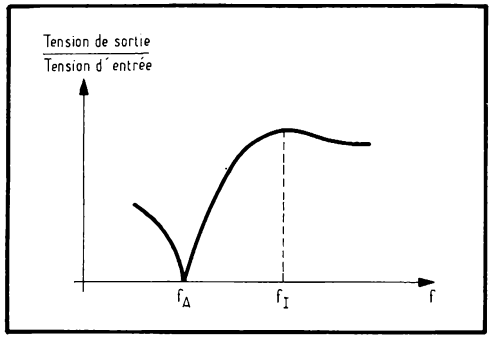


Fig. 13-19. — Courbe de transmission dans le circuit d'antenne avec le filtre de la figure 13-17.

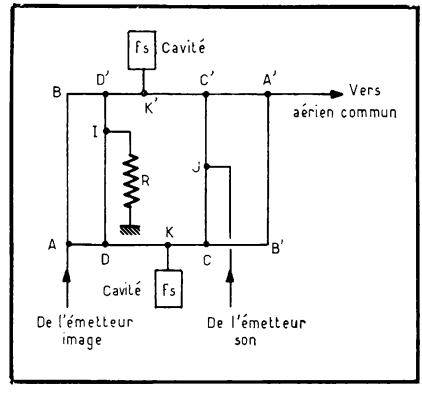


Fig. 13-20. — Constitution d'un diplexeur à aiguillage. (I doit être en réalité situé au milieu du segment DD'.)

des diplexeurs, énergie H.F. image réinjectée dans la voie son et inversement) est alors aiguillée par ces éléments sur des « voies de garage » où elle est dissipée par des résistances d'absorption (antennes fictives).

La figure 13-17 montre la constitution d'un *filtre de bande*, réalisé avec des sections de lignes coaxiales pour réduire les pertes, et la figure 13-18*a* représente son schéma équivalent. Le rôle de ce filtre est d'aiguiller, vers l'antenne (R_1), la fréquence porteuse image, sa bande latérale supérieure

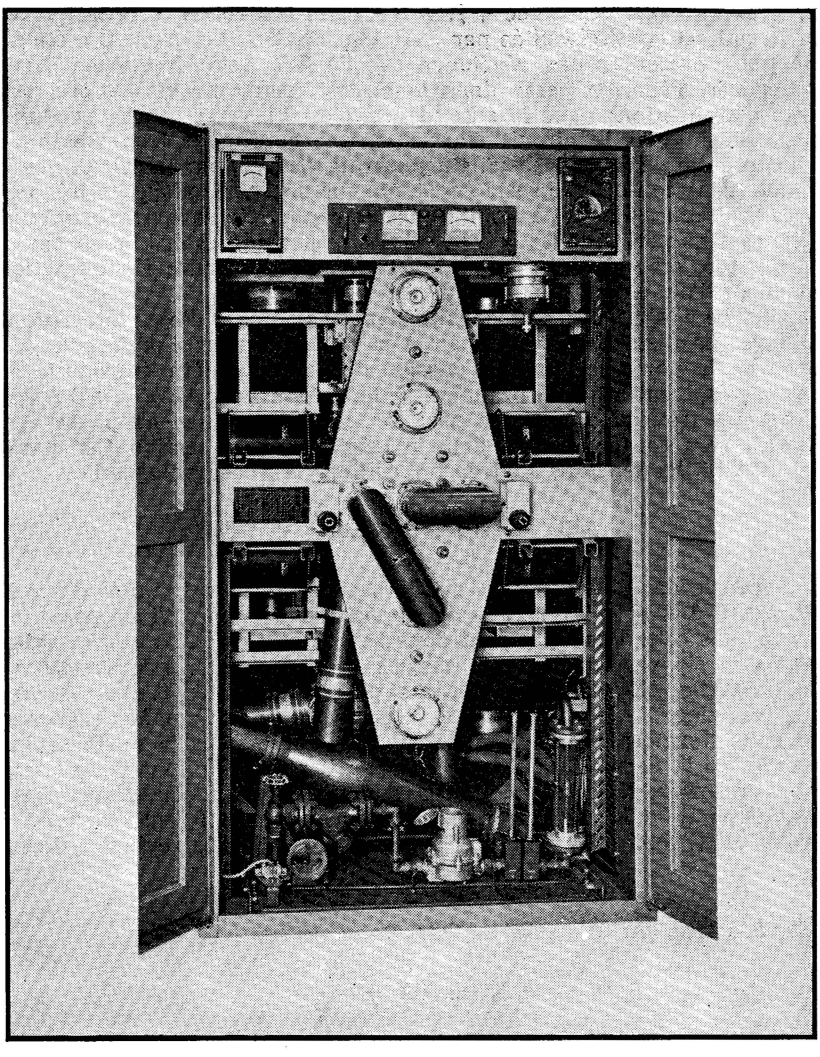


Fig. 13-21. — Vue d'un filtre-diplexeur dans un émetteur U.H.F.

complète et sa bande latérale inférieure atténuée, et, vers une charge d'absorption (R_2), la fraction à éliminer de la bande latérale inférieure. Le circuit L_1-C_1 est accordé sur la fréquence de cette dernière, pour laquelle on doit avoir un affaiblissement de 15 dB, soit f_A. Le circuit L_2-C_2 est accordé sur la fréquence porteuse image, soit f_I.

Les éléments L_1 et C_1 sont, d'autre part, déterminés pour présenter, à la fréquence f_I, une réactance inductive égale à $+ j.50\ \Omega$.

Les éléments L_2 et C_2 sont déterminés pour présenter, à la fréquence f_A, une réactance capacitive égale à $- j.50\ \Omega$.

Ainsi, à la fréquence f_I, R_2 est court-circuitée par L_2-C_2 et le schéma équivalent devient celui indiqué dans la figure 13-18*b*. L'élément L a été déterminé

pour présenter une réactance $+ j.50\ \Omega$ à cette fréquence. A la fréquence f_A, c'est R_1 qui est court-circuitée par L_1-C_1 (fig. 13-18*c*) ; l'élément C a été déterminé pour présenter une réactance $-j.50\ \Omega$ à cette fréquence. Dans le premier cas, l'énergie passe dans le circuit d'antenne et n'atteint pas la charge d'absorption; dans le second cas, c'est l'inverse qui se produit. On obtient ainsi, dans le circuit d'antenne, une courbe de transmission telle qu'illustrée dans la figure 13-19. On pourrait vérifier, par le calcul, que l'impedance d'entrée du filtre reste constante sur une large plage de fréquences.

Les *diplexeurs* mettent à profit certaines propriétés de la propagation dans les lignes sans pertes, telles que peuvent être considérés des lignes coaxiales ou des guides d'ondes pour de faibles longueurs, de l'ordre d'une fraction de la longueur d'onde du signal transmis.

La figure 13-20 montre la constitution de principe d'un diplexeur, dit à aiguillage. La distance AB est égale à la demi-longueur d'onde pour la fréquence de la porteuse image. L'énergie de cette dernière, introduite en A, se propage suivant les deux branches de même longueur ABA′ et AB′A′; en A′ les énergies transmises par ces deux branches sont bien en phase et sont envoyées vers l'antenne. Aux deux extrémités d'une section CC′ parallèle à AB et A′B′, les tensions sont en opposition de phase puisque l'on a

$$ABC' = AB + BC' = \frac{\lambda_1}{2} + AC.$$

La théorie des lignes montre que lorsque les deux extrémités d'une ligne de longueur $\lambda/2$ sont alimentées en opposition de phase, il ne passe aucun courant dans cette ligne. On peut donc raccorder l'émetteur son au milieu J de CC′ sans risquer que l'énergie image soit réinjectée dans cet émetteur. Sur les côtés BA′ et AB′, on dispose deux cavités résonnantes, K et K′ ,accordées sur la fréquence de la porteuse son, et présentant donc une impédance nulle pour cette dernière et une impédance très élevée pour la porteuse image. L'énergie de la porteuse son, réfléchie par K et K′, ne peut donc atteindre l'émetteur image. D'autre part, pour que les énergies son, transmises par réflexion en K et K′, se retrouvent en phase en A′, il faut que les trajets JCKB′A′ et JC′K′A′ soient égaux. Comme JC = JC′, cela revient à dire qu'il faut :

$$2\,CK + CB' + A'B' = 2\,C'K' + C'A'.$$

Par construction on a : CB′ = C′A′. Donc

$$C'K' = CK + \frac{A'B'}{2}.$$

Enfin, une résistance R, connectée au milieu I d'une section DD′ parallèle à AB, dissipe l'énergie son résiduelle que les courts-circuits imparfaits des cavités auraient pu laisser passer : en effet, en D et D′, les énergies, pour la fréquence son, sont bien en phase, puisque les trajets JCD et JC′D′ sont égaux, et le courant qui en résulte dans les segments D′I et DI est dérivé à la masse par l'intermédiaire de R. Pour l'énergie à la fréquence image, cette section DD′ est sans effet puisque, comme pour CC′, les trajets AD et ABD′ diffèrent de $\lambda/2$.

Enfin, on peut disposer sur les lignes AB′ et A′B, deux autres cavités K_1 et K'_1, semblables à K et K′, mais dont la caractéristique de transmission atténue de façon voulue l'une des bandes latérales du spectre image. On réalise ainsi un *filtre-diplexeur* (fig. 13-21).

DE L'ÉMETTEUR AU RÉCEPTEUR

CHAPITRE 14

LA TRANSMISSION

Les ondes électromagnétiques sont des véhicules bien précieux pour le transport des informations d'image et du son d'un programme TV, non seulement entre un émetteur donné et les récepteurs situés dans sa zone de couverture, mais aussi entre les équipements mobiles de reportage et le centre de diffusion, entre les différents émetteurs et réémetteurs d'un réseau diffusant le même programme, entre réseaux de différents pays dans le cas de l'Eurovision ou de la Mondovision, par l'intermédiaire de « relais » terrestres (« tours hertziennes ») ou célestes (satellites de télécommunication).

Avant d'aborder les divers modes de transmission hertzienne, adoptés en fonction du genre de liaison envisagé (diffusion omnidirectionnelle ou liaison unidirectionnelle), nous rappellerons quelques notions élémentaires ayant trait aux phénomènes de la propagation.

1. — La propagation des ondes électromagnétiques

Considérons une source d'énergie électromagnétique, omnidirectionnelle, rayonnant dans le vide. En tous points situés à une même distance de cette source, c'est-à-dire en tous points de la surface d'une sphère centrée sur la source, le champ électromagnétique est identique (en phase et en intensité). On sait que ce champ est composé d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H, perpendiculaires entre eux et dont les vecteurs sont dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (fig. 14-1).

La direction du champ E, déterminée par le type d'aérien d'émission utilisé, définit un plan de polarisation de l'onde hertzienne. En télévision, on utilise généralement des ondes polarisées horizontalement, ou, moins souvent, verticalement. Notons que, suivant les conditions de propagation, le plan de polarisation peut « tourner » plus ou moins par rapport à sa direction originale.

La vitesse de propagation c de l'onde électromagnétique, dans un milieu de constante diélectrique ε et de perméabilité μ, est donnée par la relation :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon . \mu}}.$$

Dans le vide, on a

$\mu = 4\pi.10^{-7}$ H/m; $\varepsilon_o = 8{,}85.10^{-12}$ F/m; $c_o \# 300\,000$ km/s.

Enfin, rappelons la relation fondamentale liant la vitesse, la fréquence et la longueur d'onde :

$$\lambda = \frac{c}{F}.$$

En exprimant λ en mètres et F en mégahertz, et en adoptant une valeur approchée de c, dans l'air, on obtient la relation suivante, plus pratique pour déduire rapidement λ de F, ou inversement :

$$\lambda = \frac{300}{F}.$$

En première approximation, on peut assimiler la propagation dans l'air à celle dans le vide. En faisant abstraction de l'influence du sol, c'est-à-dire en supposant que les aériens d'émission et de réception sont élevés et séparés

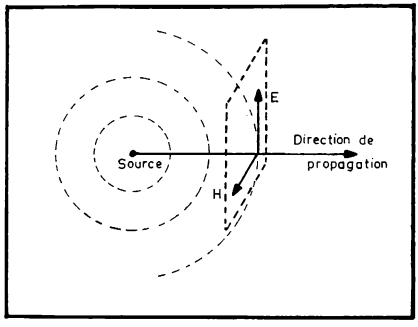
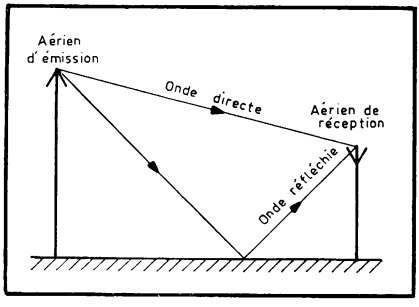


Fig. 14-1, ci-contre. — Représentation schématique de la propagation des ondes hertziennes.

Fig. 14-2, ci-contre. — L'onde réfléchie atteint l'aérien de réception avec un certain retard sur l'onde directe (écho).



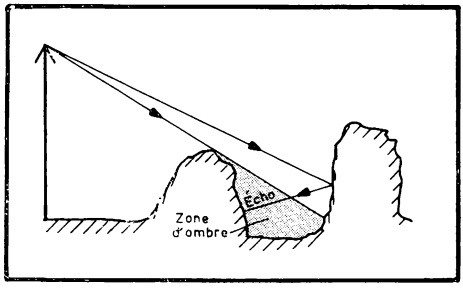


Fig. 14-3. — Effets divers du relief sur la propagation : zone d'ombre et écho.

par une distance relativement faible, toujours dans le cas d'un rayonnement omnidirectionnel, la valeur du champ électrique E (en volts par mètre), en un point distant de d mètres d'une source rayonnant avec une puissance totale de P watts, est donnée par la relation :

$$E = \frac{\sqrt{30\,P}}{d}.$$

En pratique, on doit tenir compte de l'influence de l'onde réfléchie par le sol (fig. 14-2), dont le relief, en général irrégulier, peut provoquer, par ailleurs,

des affaiblissements ou des échos (fig. 14-3), si les irrégularités ou obstacles sont de l'ordre de grandeur ou plus grands que la longueur d'onde. Une relation simple peut être employée pour calculer la valeur théorique approchée du champ résultant, au sommet de l'antenne de réception, de l'onde directe et de l'onde réfléchie par le sol (en supposant ce dernier plat et sans relief) :

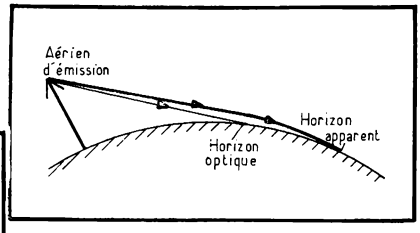
$$E = 300 \sqrt{P} \frac{h_e . h_r}{\lambda . d^2},$$

relation où nous avons :

E, champ au point de réception (V/m);
P, puissance totale d'émission (W), compte non tenu du gain de l'aérien;
h_e et h_r, hauteurs (m) des antennes d'émission et de réception;
d, distance (m) entre antenne d'émission et antenne de réception;
λ, longueur d'onde (m) transmise.

Cette relation montre l'intérêt qu'il y a à disposer les aériens d'émission et de réception aussi haut que possible.

Fig. 14-4. — Eloignement de l'horizon apparent dû aux effets de réfraction des couches atmosphériques.



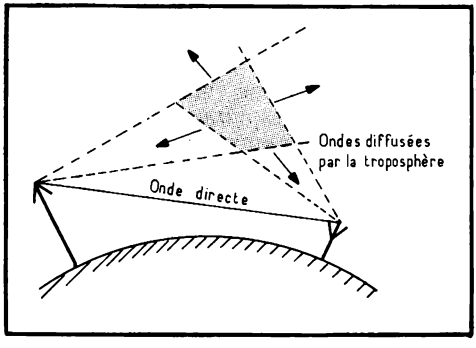


Fig. 14-5. — Effet de diffusion par les couches troposphériques.

Dans la pratique, l'influence du relief du sol et de la courbure terrestre a d'importantes répercussions sur la portée réelle de l'émetteur. Il faut également tenir compte des effets dits « troposphériques ». Ces effets sont dus à l'hétérogénéité des couches d'air de l'atmosphère, qui provoque une réfraction des ondes hertziennes. Il en résulte un éloignement de l'horizon apparent par rapport à l'horizon optique (fig. 14-4), dans le rapport moyen de 4/3.

Il apparaît donc qu'il est difficile, sinon impossible, d'établir des relations rigoureuses, donnant la valeur précise du champ en un lieu donné. Les facteurs interférant sur cette valeur sont trop nombreux. Aussi se contente-t-on d'abaques et de relations approchées, déduites de calculs théoriques (optique de Fresnel, en particulier) et de données empiriques, pour établir la « carte de couverture » d'un émetteur.

Nous n'avons envisagé, jusqu'ici, que la propagation « à vue », c'est-à-dire lorsque la distance entre émetteur et récepteur est inférieure ou égale à la portée optique. Les effets troposphériques permettent de dépasser cette distance, lorsque la fréquence n'est pas trop élevée (en bandes I et III, par exemple). En bandes IV et V et dans les bandes centimétriques utilisées pour

les faisceaux hertziens, on ne tient généralement compte, en exploitation, que de la portée optique. En effet, les phénomènes de réfraction sont de moins en moins sensibles au fur et à mesure que la fréquence de l'onde augmente.

Toutefois, les effets de diffusion troposphérique ne sont pas négligeables aux fréquences V.H.F. de la bande I et du bas de la bande III (fig. 14-5). Ils sont exploités pour des liaisons à longue distance, entre le continent et une île par exemple (liaisons troposphériques), avec des matériels de transmission très élaborés, compensant les fluctuations erratiques de niveau et de phase qui entachent ce type de propagation. En exploitation courante de diffusion de programmes TV, ils apparaissent surtout comme une gêne et obligent à éloigner, plus que ne le laissait prévoir le calcul théorique, les stations utilisant un même canal de fréquences, pour éviter tout risque d'interférences.

Dans certains cas très particuliers, des effets de stratification des couches de la troposphère provoquent des transmissions spectaculaires à très longues distances, les ondes se propageant par réflexions successives dans une sorte de couloir créé entre deux couches de la troposphère. Etant donné le caractère aléatoire de ce mode de propagation, les réceptions directes d'émetteurs TV terrestres très lointains ne peuvent être considérées que comme des performances exceptionnelles, sans utilité pratique pour l'exploitation courante.

2. — Liaisons par voie hertzienne

Nous avons vu au chapitre 12 la nécessité de liaisons établies rapidement et temporairement entre les dispositifs de reportage (caméras autonomes, cars de reportage) et le centre principal de production d'images.

D'autre part, le territoire de chaque nation est « couvert » par un ensemble d'émetteurs reliés entre eux et retransmettant, sur des canaux différents, le programme qui leur est fourni par une station pilote (émetteur principal) ou, parfois, par une des stations relais.

A une plus grande échelle, l'échange de programmes TV entre réseaux de pays différents, appartenant ou non à un même continent, exige des liaisons à très longue distance, parfois établies uniquement pour un ou quelques jours seulement (Jeux olympiques, par exemple).

Les procédés classiques de transmission par câbles coaxiaux, encore employés en grande partie pour la téléphonie, répondent difficilement aux conditions sévères exigées pour le transport des informations de télévision (fréquences élevées, large bande passante, faible tolérance sur les distorsions, etc.). Nés il y a quelque quarante ans, les *faisceaux hertziens* présentent au contraire toutes les qualités désirées de souplesse, de grande capacité de transmission et de faible dégradation du signal véhiculé. Avec eux s'est créée, en quelques décades, une gigantesque et invisible toile d'araignée couvrant tous les continents et permettant l'établissement rapide d'une liaison d'un point quelconque à un autre. Depuis quelques années, les faisceaux hertziens ont même pu se dégager d'une limitation qui leur était imposée par le mode de propagation en ligne droite des courtes longueurs d'onde utilisées : les relais « répéteurs » devaient être disposés successivement « à vue », donc employés en grand nombre et ne permettant pas de franchir les océans. Avec les *satellites artificiels,* évoluant très haut autour de notre globe et donc « visibles » simultanément de nombreux points de ce dernier, la Mondovision est entrée maintenant dans le domaine des réalités, sans parler des retransmissions en direct d'images depuis la lune, en attendant, peut-être, la « Marsovision » et la « Vénusovision ».

2-1. — *PRINCIPES DE TRANSMISSION PAR FAISCEAUX HERTZIENS*

On désigne parfois par le terme de « câbles hertziens » les faisceaux hertziens, en précisant ainsi l'une des caractéristiques essentielles de ce mode de transmission des informations, qui est la *concentration de l'énergie électromagnétique dans une direction privilégiée.* Cette concentration peut être obtenue avec les ondes U.H.F. ou les hyperfréquences (entre 300 et 10 000 MHz, ondes décimétriques et centimétriques), en utilisant des aériens d'émission et de réception unidirectionnels, en général du type parabolique, comparables à ceux utilisés dans les techniques de radar.

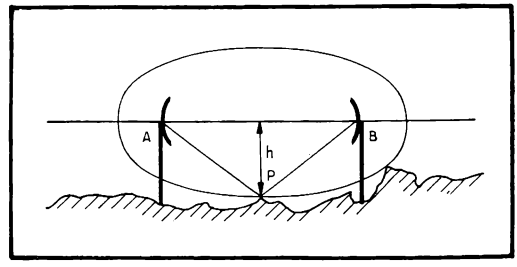


Fig. 14-6. — La première zone de Fresnel, ellipse de foyers A et B (aériens d'émission et de réception), doit être dégagée pour une transmission optimale.

A ces fréquences, les liaisons hertziennes jouissent d'une certaine immunité vis-à-vis des parasites atmosphériques ou industriels, dont le spectre s'atténue rapidement au-dessus de 200 MHz. Notons, cependant, que les hyperfréquences (ondes centimétriques) sont fortement atténuées par la présence dans l'atmosphère de particules dont les dimensions ne sont pas négligeables par rapport à la longueur d'onde (neige, brouillard, pluie).

Depuis quelques années se développe une nouvelle technique de transmission des informations, mettant à profit les propriétés remarquables des *faisceaux lasers* (lumière cohérente) : énorme concentration d'énergie dans un très faible angle d'ouverture du faisceau émis, très grande capacité d'informations, puisque la fréquence de la « porteuse » est très élevée (dans le domaine des infrarouges ou de la lumière visible, soit des longueurs d'onde de l'ordre du micromètre ou des dixièmes de micromètre). Cette technique, encore toute jeune, supplantera probablement, dans les années à venir, la technique des faisceaux hertziens, tout au moins pour les liaisons à très longue distance, entre la Terre et les satellites artificiels ou les stations que l'homme établira sur la Lune, par exemple.

Revenons sur Terre et examinons la constitution d'une liaison par faisceaux hertziens. En plus des stations terminales d'émission et de réception, une telle liaison comporte généralement des stations relais, compte tenu du fait qu'aux fréquences utilisées on n'envisage, généralement, en exploitation courante, qu'une propagation « à vue » (les stations sont espacées d'environ 70 km, pour un relief plat et des aériens situés à une centaine de mètres au-dessus du sol). On doit s'efforcer, sur chaque section, d'obtenir un espace dégagé, appelé première zone de Fresnel (fig. 14-6), pour éviter les phénomènes de diffraction et profiter du renforcement de l'onde directe par l'onde réfléchie, déphasée de 2 π par rapport à cette dernière. En effet, la première zone de Fresnel est une ellipsoïde, lieu des points P tels que :

$$AP + PB - AB = \lambda/2.$$

L'onde réfléchie en P subit une rotation de phase de π, due à la réflexion, et, d'autre part, prend un retard de phase de π par rapport à l'onde directe,

à cause de la différence de trajet $\lambda/2$. Elle se retrouve donc en phase avec l'onde directe. En supposant que les altitudes des aériens A et B soient égales, la hauteur h de l'axe de l'ellipse au-dessus du sol est donnée par la relation approchée

$$h \approx 0{,}5 \sqrt{\lambda . d} \qquad \text{avec AB} = d.$$

Pour ses liaisons hertziennes, l'*O.R.T.F.* utilise généralement des fréquences de la gamme des 4000 MHz et des aériens paraboloïdes (voir chap. 15) de grand diamètre (3,25 m), alimentés en énergie H.F. soit par guides d'ondes, soit par câble coaxial. Le gain procuré par ces antennes (par rapport à un aérien omnidirectionnel) est de l'ordre de 40 dB. Compte tenu de cette valeur, on calcule que l'affaiblissement théorique entre stations émettrice et réceptrice, pour une section hertzienne moyenne (de l'ordre de 70 km), est d'environ 70 dB (y compris les pertes dans les organes de connexion et de liaison hyperfréquence). Autrement dit, pour une puissance d'émission de 10 W, le signal reçu dans la station suivante sera d'environ 1 μW, ce qui est suffisant pour assurer une bonne qualité de réception et un rapport signal/bruit optimal. Aussi la valeur normalisée d'émission pour les faisceaux hertziens *O.R.T.F.* a-t-elle été fixée à 8 W (pour une fréquence de la bande des 4000 MHz).

A la *station d'émission,* le signal vidéo-fréquence composite module en fréquence la porteuse. L'onde H.F. est amplifiée en puissance par klystrons ou triodes, puis rayonnée par un aérien très directif vers la station de réception ou la station relais la plus proche. Dans le cas où l'on désire transmettre simultanément le son accompagnant le programme TV, un multiplexeur superpose au signal d'image une sous-porteuse située en dehors de la bande vidéo-fréquence et modulée en fréquence par le son.

A la *station de réception,* le signal porteur, capté par un aérien directif du même type que celui utilisé à l'émission, est transposé en fréquence, amplifié à la fréquence intermédiaire obtenue, puis démodulé pour restituer le signal vidéo-fréquence et, le cas échéant, le signal B.F. d'origine.

La *station relais* doit effectuer obligatoirement une translation de fréquence pour assurer une protection suffisante contre la réinjection du signal réémis, dans l'aérien de réception. D'autre part, elle doit évidemment compenser l'affaiblissement subi par le signal dans la section de propagation entre station émettrice et station relais (70 dB en moyenne). Ces deux opérations ne doivent introduire qu'un minimum de distorsion. Pour cela, la meilleure méthode est de transposer une première fois en fréquence le signal reçu, d'amplifier le signal à fréquence intermédiaire obtenue, puis de retransposer ce signal dans la nouvelle fréquence de transmission.

La constitution de principe d'une liaison par faisceaux hertziens peut ainsi être schématisée comme l'illustre la figure 14-7. Nous avons représenté deux variantes possibles de la station relais, suivant que la fréquence de réémission est supérieure ou inférieure à la fréquence de réception. Dans le cas de mise en place de plusieurs stations relais successives, on adoptera alternativement l'une ou l'autre de ces deux solutions pour éviter tout risque d'interférences.

Suivant les besoins du trafic, les « voies » hertziennes établies peuvent être unilatérales, bilatérales ou réversibles (fig. 14-8). Cette dernière disposition est plus économique que la version bilatérale (indispensable en téléphonie, mais plus rarement utilisée pour la transmission TV, les programmes allant, par exemple, de Paris vers une station secondaire de province ou inversement, mais pas dans les deux sens simultanément).

En fait, les « artères hertziennes » ont toujours une capacité supérieure à un seul programme TV. En jouant sur divers paramètres (polarisations et

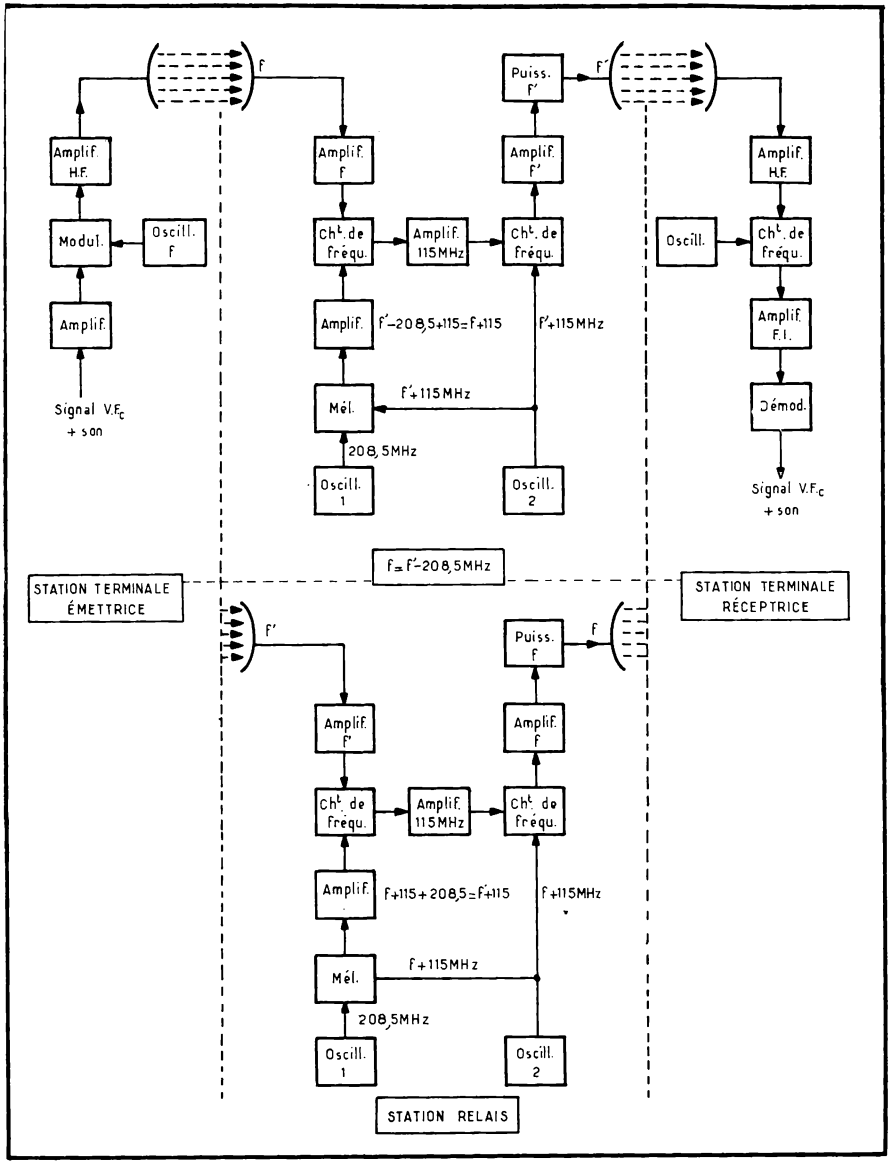


Fig. 14-7. — Deux variantes de constitution d'une liaison par faisceaux hertziens.

fréquences de porteuses), on peut, sur la même artère, assurer l'écoulement simultané, dans les deux sens, de plusieurs programmes et se réserver la sécurité d'une « voie de secours » en cas de défaillance d'une des voies en exploitation. Le matériel d'émission, de réception et celui des répéteurs doit alors être duplicaté autant de fois qu'il est prévu de voies en service simultané. Par ailleurs, ces mêmes artères acheminent des signaux de télémesure et de télécommande destinés à la surveillance à distance des stations relais.

Bien que l'utilisation des diverses voies puisse être très variée (programmes 819 ou 625 l., en noir et blanc ou en couleurs, avec ou sans programmes sonores), on a unifié leur qualité de transmission pour qu'elles répondent toutes aux conditions les plus sévères exigées. Ainsi, toutes les voies hertziennes du réseau de l'*O.R.T.F.* ont des performances suffisantes en bande passante (30 MHz), en rapport signal/bruit (de l'ordre de 55 dB sur chaque section moyenne), en taux de distorsion de phase ou d'amplitude, etc., pour permettre la transmission d'un programme à haute définition (819 l.) ou de programmes couleurs dans l'un quelconque des systèmes normalisés.

2-2. — *LIAISONS PAR RELAIS TERRE-TERRE ET PAR RELAIS TERRE-ESPACE-TERRE*

L'implantation des liaisons hertziennes a précédé l'avènement des satellites artificiels. Aussi, à ce jour, la majorité d'entre elles sont assurées par des stations émettrices et réceptrices et des stations relais au sol, dont nous

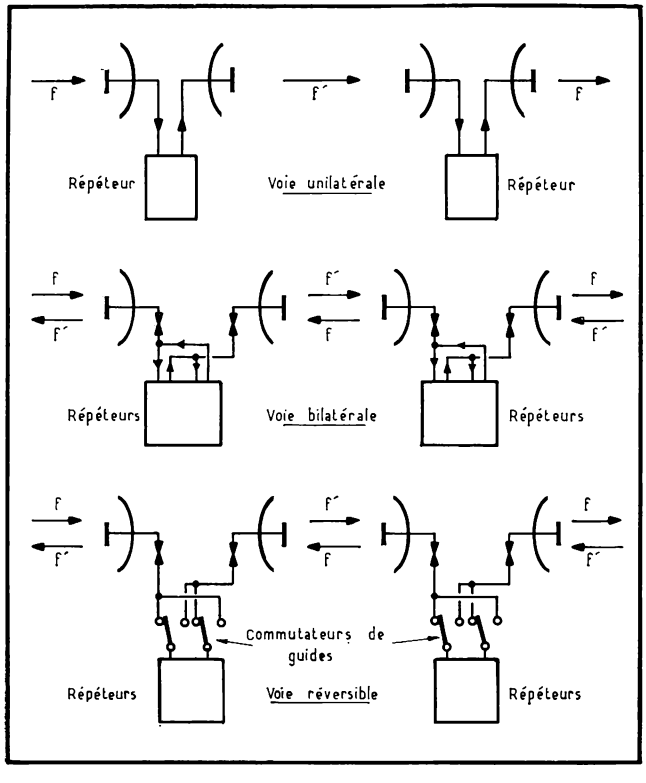


Fig. 14-8. — Les voies hertziennes peuvent être unilatérales, bilatérales ou réversibles.

avons décrit, dans leurs grandes lignes, les principes de constitution au paragraphe précédent. C'est ainsi que l'Europe est couverte par un réseau de faisceaux hertziens, reliant les principales stations pilotes et secondaires européennes et permettant d'établir rapidement les liaisons nécessaires pour un programme du type Eurovision (fig. 14-9), ou d'assurer le « transit » de programmes TV d'une extrémité à l'autre du continent.

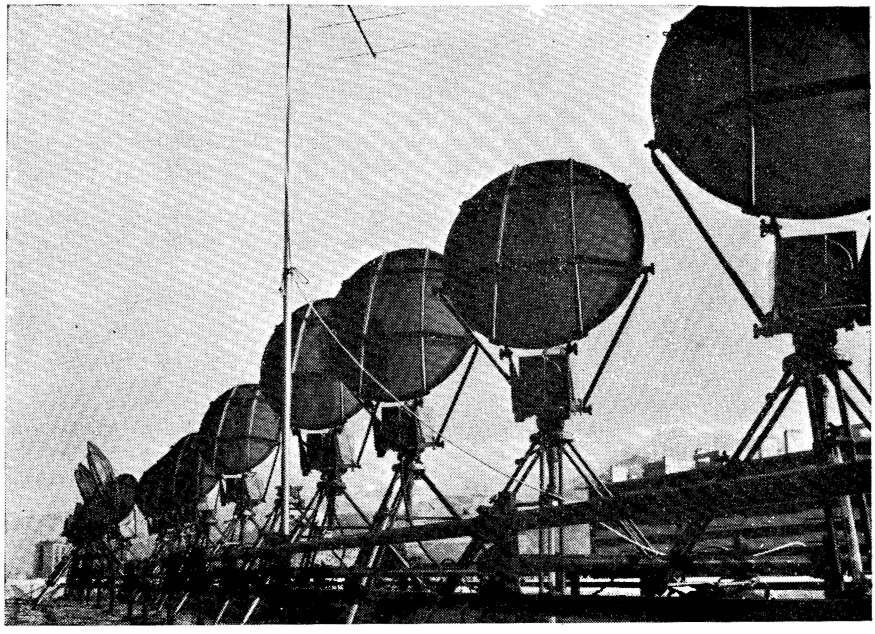


Fig. 14-9. — Vue d'aériens paraboliques utilisés dans une station de relais hertziens, établie provisoirement (Grenoble, Jeux Olympiques d'hiver 1967.)

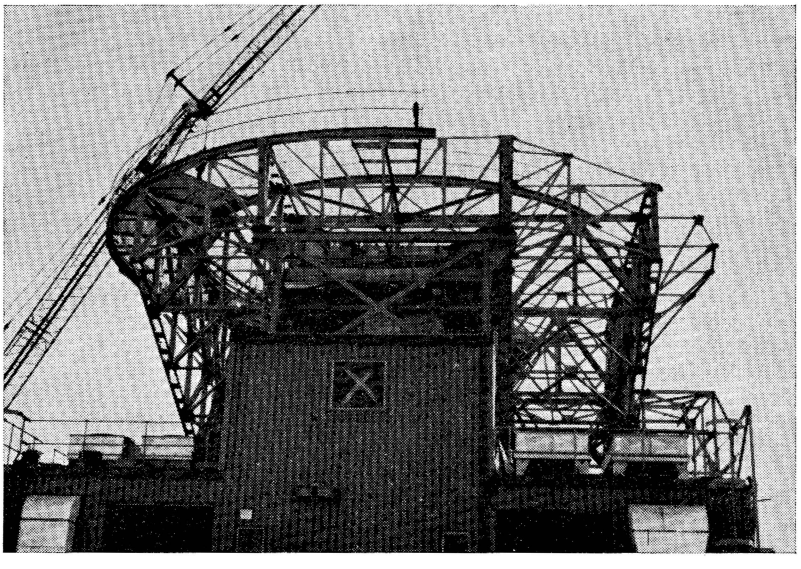


Fig. 14-10. — Deuxième aérien de la station de Goonhilly Downs équipée pour la transmission par relais-satellites (en cours de construction).

En 1960, la technique de télécommunications faisait un bond en avant avec la mise sur orbite du satellite « Echo 2 », évoluant à 1600 km d'altitude; utilisé comme réflecteur passif d'ondes hertziennes, ce satellite devait permettre le succès de quelques essais de transmission entre la côte est et la côte ouest des Etats-Unis et entre ces derniers et l'Europe. Depuis, de nombreux satellites se sont succédé, équipés pour une retransmission active (c'est-à-dire avec conversion de fréquence et amplification) et assurant, aujourd'hui, une exploitation permanente (tout au moins pour les besoins de la téléphonie, de la télégraphie ou des télécommunications militaires) de liaisons transcontinentales sans fil. Nous donnons ci-après un bref résumé historique des mises sur orbite les plus importantes dans ce domaine :

1962 : « Telstar 1 » permet la première liaison TV transatlantique;

avril 1965 : « Early Bird » (U.S.A.), puissance 6 W;

avril 1965 : « Molnya I » (U.R.S.S.), puissance 40 W;

octobre 1965; avril 1966, octobre 1966; trois autres satellites du type « Molnya » assurent la couverture de tout le territoire de l'Union Soviétique; le second satellite de cette série a été utilisé en novembre 1965 et mai 1966 pour des transmissions expérimentales de TV couleurs entre Moscou et Paris;

janvier 1967 et mars 1967 : deux satellites du système « Intelsat II », puissance 18 W, l'un au-dessus du Pacifique, l'autre au-dessus de l'Atlantique et assurant la liaison entre l'Europe et l'Amérique du Nord.

Parallèlement, se sont implantées un certain nombre de stations émettrices-réceptrices équipées pour ce mode de transmission par relais satellites : des aériens très directifs et à grand gain, pointés en permanence avec précision sur le satellite, grâce à un dispositif de « traquage », et des circuits de réception très sensibles (amplificateurs paramétriques, amplificateurs masers) sont en effet indispensables, compte tenu de la faible puissance du signal réémis et de la longueur du trajet émetteur-satellite-récepteur. Les plus connues de ces stations, pour les liaisons transatlantiques, sont : Pleumeur-Bodou (France); Goonhilly Downs (G.-B.) (fig. 14-10); Raisting (R.F. Allemagne); Fucino (Italie); Buitrago (Espagne); Andover (U.S.A.); Mill Village (Canada).

Nous en sommes ainsi à un premier stade du développement de la technique de transmission par relais spatiaux. La faible puissance de réémission des satellites ne permet d'établir que des liaisons entre stations spécialement équipées à cet effet. Par l'intermédiaire des artères hertziennes, le programme TV transmis est ensuite acheminé vers les stations du réseau d'émission qui le diffusent sur tout le territoire. Dans un deuxième stade, les satellites disposeront d'une puissance de réémission plus importante (de l'ordre de quelques centaines de watts à quelques dizaines de kilowatts); les stations au sol seront alors moins complexes et pourront rediffuser directement le programme reçu soit par ondes hertziennes, soit par câbles coaxiaux. Enfin, dans un troisième stade, la puissance de réémission sera suffisante pour assurer, avec des moyens modestes, la réception individuelle, directement dans chaque foyer ou par l'intermédiaire de systèmes de distribution collective, des programmes TV en provenance du monde entier (comme en radio O.C.), relayés par une « ceinture » de satellites (fig. 14-11).

L'adoption de satellites dits « géostationnaires », c'est-à-dire tournant en synchronisme avec la rotation de la Terre, simplifie considérablement le problème de la réalisation des aériens de réception, qui n'ont plus besoin des équipements onéreux de repérage et de poursuite, nécessaires pour les satellites asynchrones. On sait que pour avoir un tel satellite « stationnaire » au-dessus d'un point du globe, il est indispensable que son orbite soit cir-

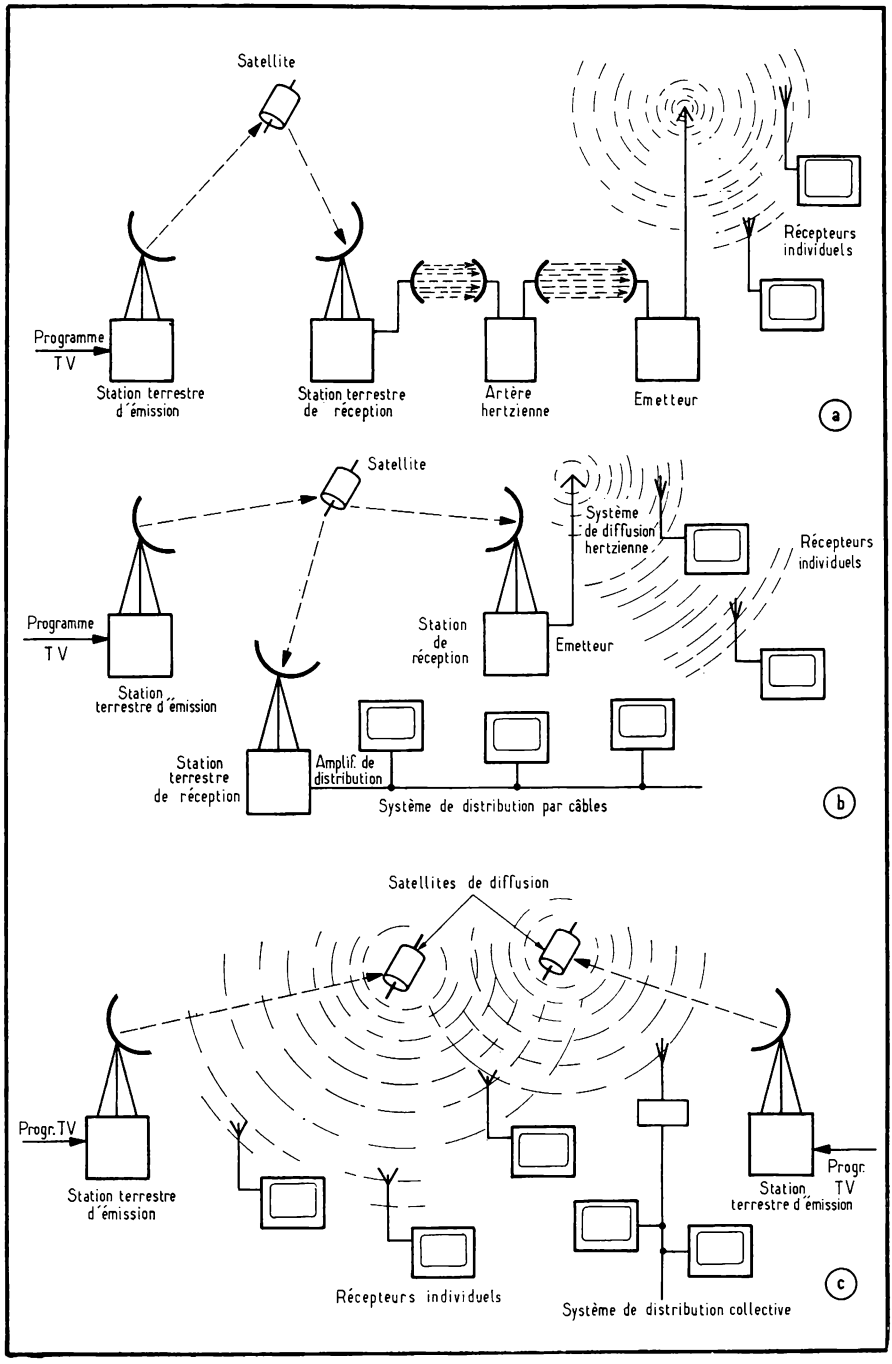


Fig. 14-11. — Différents stades de l'utilisation des relais-satellites : liaison de station à station (a et b), diffusion directe vers les récepteurs (c).

culaire, dans le plan de l'équateur et à 36 500 km d'altitude. Si l'aérien du satellite a un angle d'ouverture de 17,5°, son diagramme de rayonnement couvre 40 % de la surface du globe. Avec trois satellites, décalés de 120°, il est alors possible de couvrir la totalité de la surface terrestre (fig. 14-12).

3. — Couverture d'un territoire par stations d'émission au sol

3-1. — *DÉTERMINATION D'UN RÉSEAU D'ÉMETTEURS*

Le choix des emplacements des émetteurs d'un réseau de diffusion, la détermination de leurs puissances et de leurs canaux sont dictés par la recherche d'une réception optimale, avec un niveau suffisant et sans risque d'interférences, sur la plus grande partie possible du territoire. Compte tenu du relief souvent accidenté, des limites des bandes attribuées à la télévision et des effets parfois imprévisibles de la propagation, ce choix est des plus délicats à opérer.

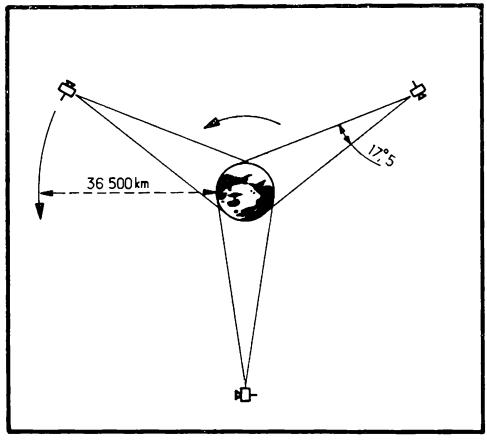


Fig. 14-12. — Trois satellites synchrones suffisent pour couvrir la totalité du globe terrestre.

Il faut tout d'abord définir un niveau minimal du champ permettant une réception confortable. En prenant en considération les caractéristiques moyennes des installations de réception et en adoptant comme valeur tolérable du rapport signal/bruit, à l'attaque du tube cathodique de réception, 30 dB, on a retenu les valeurs minimales ci-après, suivant les bandes de fréquences utilisées pour la transmission :

Bande I : 0,22 mV/m;
Bande III : 0,45 mV/m;
Bande IV : 1,25 mV/m;
Bande V : 2,25 mV/m.

Parallèlement à cette notion de champ minimal à assurer à tous les usagers d'un territoire déterminé, il faut également définir un rapport de protection minimal contre les interférences dues à la réception, en un même lieu, d'ondes issues d'émetteurs différents. On admet, comme valeur minimale du rapport entre le champ utile et le champ brouilleur, 45 dB environ. Ce n'est là qu'une

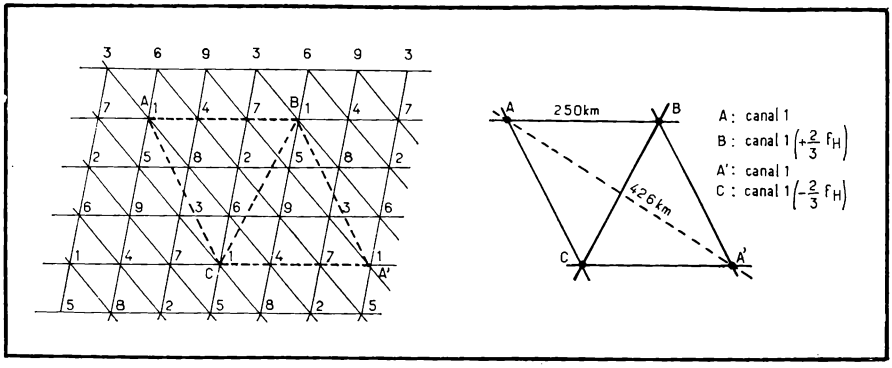


Fig. 14-13. — Principe du quadrillage à établir pour l'implantation d'un réseau d'émetteurs avec 9 canaux distincts.

indication approximative, car, suivant la gêne subjective effectivement apportée par le brouillage entre émetteurs voisins sur l'image des récepteurs, on peut adopter des rapports de protection différents. Par ailleurs, un certain nombre de mesures permettent d'améliorer cette protection entre deux émetteurs travaillant dans le même canal :

— Utilisation de polarisations différentes (verticale et horizontale);

— Procédé dit d'« off-set », consistant à décaler la porteuse image d'un des émetteurs d'une valeur égale aux deux tiers de la fréquence de lignes;

— Utilisation de canaux tête-bêche.

Notons la nécessité de l'établissement à l'échelle internationale d'un plan de répartition des fréquences, car « les ondes n'ont pas de frontières » et les interférences doivent être évitées, tant entre émetteurs d'un même pays qu'entre émetteurs de pays voisins (dans les zones frontalières). La confrontation des plans nationaux des pays d'Europe a abouti au plan de Stockholm de 1961, que chaque réseau doit respecter.

Lors de l'étude de l'implantation des émetteurs et du plan des fréquences attribuées à chacun d'eux, on établit un réseau théorique à mailles triangulaires, sans tenir compte ni du relief, ni de la répartition démographique. On ne s'imposera que les distances minimales pour un niveau tolérable des interférences et brouillages entre émetteurs. Ces distances minimales sont, par exemple, les suivantes, dans le cas d'émetteurs à normes communes (625 l.), de puissances 1000 kW et de hauteur d'aérien 300 m :

Même canal, porteuses non décalées : 420 km;
Même canal, porteuses décalées de $\pm$ 2/3 de f_H : 250 km;
Canaux adjacents : 90 km;
Canaux distants de $\pm$ 2 ou $\pm$ 3, 4 ou 6 canaux : 35 km;
Canaux distants de 5 canaux : 100 km;
Canaux distants de 10 canaux : 70 km (risques d'interférence entre « fréquence-image » du son et sous-porteuse de chrominance);
Canaux distants de 11 canaux : 150 km.

En respectant les distances ci-dessus définies, on peut, par exemple, établir un réseau à 9 canaux tel que l'illustre la figure 14-13. Les émetteurs fonctionnant dans le même canal, avec porteuses décalées de $\pm$ 2/3 de f_H, sont situés aux sommets d'un triangle équilatéral de côté 250 km. Les émetteurs fonctionnant dans le même canal, sans décalage de porteuses, sont séparés par une distance de 426 km, compatible avec la condition précédemment énoncée (420 km).

Une fois le réseau théorique établi, il faut l'aménager en prenant en considération les conditions géographiques et démographiques, l'emplacement des frontières, etc. On joue alors sur l'emplacement des émetteurs, leur puissance et leur diagramme de rayonnement que l'on rend plus ou moins directif.

L'établissement d'un réseau transmettant, simultanément et aux mêmes normes, plusieurs programmes est assez complexe, d'autant que, par raison d'économie, on groupera souvent en un même lieu les émetteurs correspondant aux différents programmes.

Nous allons maintenant examiner comment est complétée la couverture du territoire, dégrossie par le réseau d'émetteurs principaux, mais où, en raison du relief accidenté de certaines régions, il subsiste des « trous » de réception, des zones d'ombre qu'il est nécessaire de combler. Diverses méthodes peuvent être employées que nous grouperons sous le terme général de « stations complémentaires de diffusion ».

3-2. — *LES STATIONS COMPLÉMENTAIRES DE DIFFUSION*

Nous distinguerons trois catégories de stations complémentaires :

— Les retransmetteurs hertziens passifs;

— Les retransmetteurs hertziens actifs, ou réémetteurs;

— Les équipements de distribution par câbles coaxiaux (valables à l'échelle d'une ville, aussi bien qu'à l'échelle d'un groupe d'immeubles ou même d'un seul immeuble; dans ces deux derniers cas, ces équipements sont généralement désignés par le terme de « distribution collective »). Ce sujet sera traité séparément (§ 4), en raison de son importance.

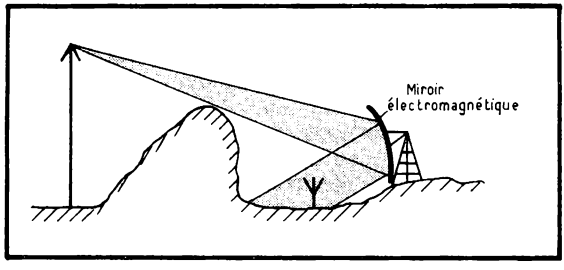


Fig. 14-14. — Principe d'un retransmetteur hertzien passif.

3-2-1. — *Les retransmetteurs hertziens passifs*

Cette solution consiste à faire réfléchir vers une zone d'ombre le rayonnement hertzien provenant de l'émetteur, au moyen d'un miroir électromagnétique (fig. 14-14). Les résultats obtenus sont souvent décevants, car l'énergie ainsi réfléchie est faible, à moins d'utiliser un miroir parabolique de grandes dimensions concentrant le faisceau réfléchi, ce qui limite d'autant la zone où ce dernier peut être exploité. D'autre part, le signal direct, trop faible pour être utilisé, peut être cependant suffisamment puissant pour troubler la réception du signal réfléchi, en raison des différences de trajet de ces deux signaux (phénomène d'écho).

3-2-2. — *Les retransmetteurs hertziens actifs ou réémetteurs*

Le principe de la retransmission active (c'est-à-dire avec amplification) est illustré dans la figure 14-15.

En (*a*) est représentée la constitution d'un réémetteur, dit *à rediffusion directe,* sans changement de fréquence. Le signal capté par l'antenne de réception est amplifié et rayonné par l'antenne d'émission, dans le même canal. Ce procédé entraîne de nombreux inconvénients (réinjection du signal réémis dans l'antenne de réception, interférences entre le signal direct et le signal réémis, comme dans le cas des retransmetteurs passifs).

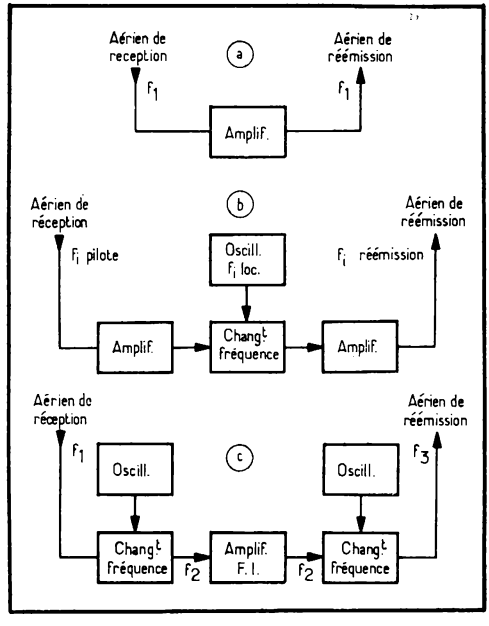


Fig. 14-15. — Réémetteurs hertziens : à rediffusion directe (a), à conversion de fréquence simple (b) ou double (c).

Aussi lui préfère-t-on, généralement, le *procédé à conversion de fréquence,* dans lequel le canal de réémission est différent du canal de l'émetteur pilote (fig. 14-15*b* et *c*). Les deux porteuses, image et son, captées par une antenne commune, peuvent être transposées en fréquence de deux manières différentes :

— *Après amplification, le signal reçu est converti directement dans le canal de réémission* par un oscillateur-mélangeur (fig. 14-15*b*). Si les canaux de l'émission pilote et de la réémission sont dans le même sens (par exemple, $f_{\text{i pilote}} < f_{\text{s pilote}}$ et $f_{\text{i réém.}} < f_{\text{s réém.}}$), la fréquence de l'oscillateur local sera égale à la différence des porteuses pilotes et de réémission

$$f_{\text{loc}} = f_{\text{i pilote}} - f_{\text{i réém.}} = f_{\text{s pilote}} - f_{\text{s réém.}} .$$

Si les canaux de l'émission pilote et de la réémission sont en sens inverse (par exemple, $f_{\text{i pilote}} < f_{\text{s pilote}}$ et $f_{\text{i réém.}} > f_{\text{s réém.}}$) la fréquence de l'oscillateur local sera égale à la somme des porteuses, c'est-à-dire :

$$f_{\text{loc}} = f_{\text{i pilote}} + f_{\text{i réém.}} = f_{\text{s pilote}} + f_{\text{s réém.}} .$$

— *Le signal reçu est converti à une fréquence intermédiaire* (choisie en général dans la bande comprise entre 23 et 34,15 MHz), amplifié à cette fréquence, *puis converti dans le canal de réémission* (fig. 14-15*c*). Suivant que les canaux de l'émission pilote et de réémission sont de même sens ou non, la fréquence de l'oscillateur local du second changement de fréquence sera égale à la différence ou à la somme des fréquences des porteuses pilotes et des fréquences intermédiaires.

Lorsque la puissance de réémission est supérieure à 1 W, on sépare souvent les amplificateurs de puissance image et son (fig. 14-16) pour éviter les risques d'intermodulation. A la sortie de ces amplificateurs, un diplexeur permet, comme à l'émission, l'utilisation d'un feeder et d'un aérien communs pour la réémission de l'image et du son.

Les réémetteurs sont très souvent situés en des lieux élevés, donc d'accès difficile pendant les mois d'hiver. Les qualités exigées de ces matériels sont, en conséquence, la simplicité et la sécurité de fonctionnement, afin de réduire au minimum les nécessités d'intervention directe. Par ailleurs, il est indispensable que les opérations de réémission ne dégradent pas l'image transmise; aussi, l'acceptation de stations de réémission est-elle soumise à un cahier de charges, assez sévère, élaboré par l'*O.R.T.F.* En raison de l'instabilité des signaux reçus, les réémetteurs doivent comporter un dispositif de commande automatique de gain prévu de façon que la puissance réémise ne varie pas de plus de 3 dB, pour des variations de champ, à la réception, de 12 dB. D'autre part, des gabarits sont imposés pour la courbe de réponse amplitude-fréquence du réémetteur (fig. 14-17) et pour la réponse aux transitoires (fig. 14-18). Très souvent les stations de réémission sont pourvues d'un dispositif de télécommande assurant leur mise en service automatique pendant les seules heures d'émission de la station pilote.

Le diagramme de rayonnement adopté pour le réémetteur est très rarement omnidirectionnel. Le plus souvent, il s'agit d'« arroser » une région périphérique bien déterminée, ou plusieurs zones distinctes. A cet effet, on emploie soit un aérien à diagramme unidirectionnel, soit un groupe d'aériens assurant la réémission dans plusieurs directions privilégiées. Dans certains cas (vallées sinueuses et très encaissées), on est amené à établir de véritables chaînes de réémetteurs, chacun d'eux servant de pilote pour le suivant. On peut alors — sauf pour le premier réémetteur de la chaîne — choisir des emplacements assez bas, ce qui facilite la maintenance et permet, le cas échéant, d'établir, dans des vallées parallèles, des chaînes de réémission utilisant les mêmes canaux, sans risque d'interférences, grâce à l'écran des montagnes entre chaque chaîne.

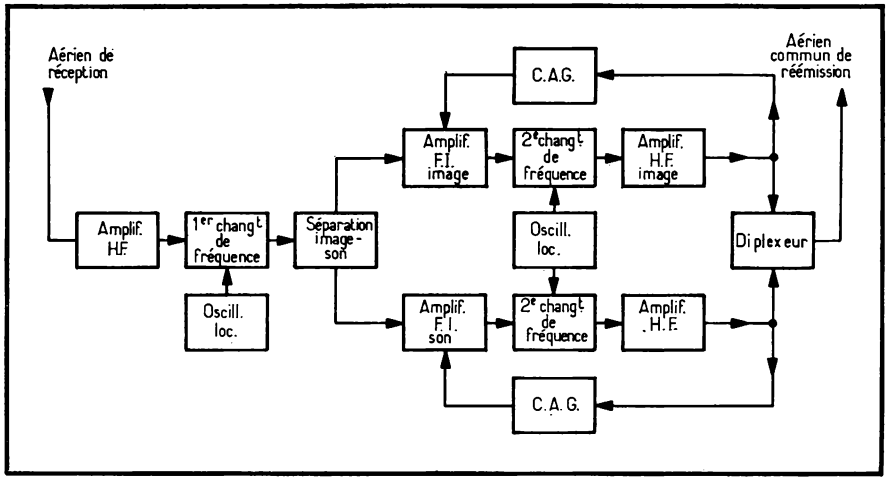


Fig. 14-16. — Dans les réémetteurs d'une certaine puissance, les porteuses images et son doivent être amplifiées séparément.

4. — Équipements de distribution par câbles coaxiaux

Au lieu d'utiliser une réémission par voie hertzienne, pour compléter la couverture d'une région par une station pilote ou, simplement, pour améliorer la réception dans certaines zones défavorisées, on peut fort bien concevoir une station de réception distribuant par câble coaxial le ou les programmes qu'elle capte à de nombreux récepteurs individuels.

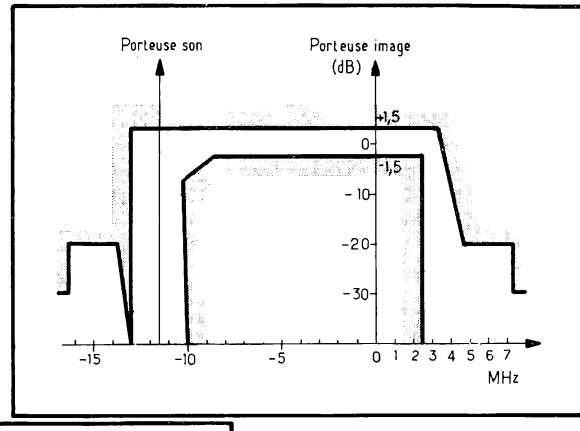


Fig. 14-17. — Gabarit imposé pour la courbe de réponse amplitude-fréquence d'un réémetteur (819 l.).

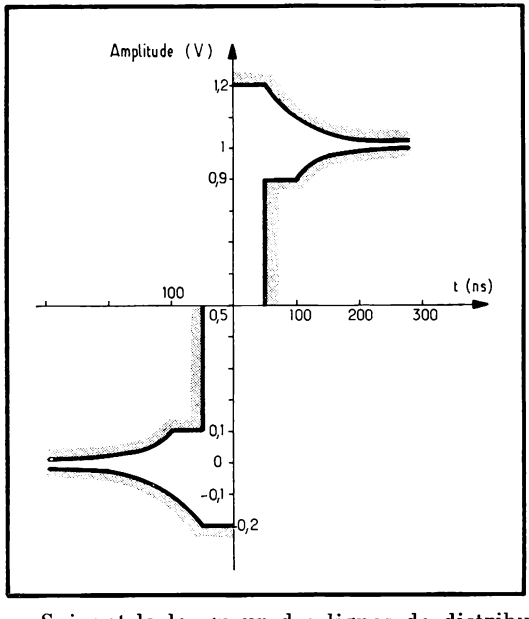


Fig. 14-18. — Gabarit imposé pour la réponse aux transitoires d'un réémetteur en 819 lignes.

Suivant la longueur des lignes de distribution, on peut envisager ou non de convertir le canal reçu en un canal d'une fréquence inférieure, pour lequel l'affaiblissement de transmission par câble coaxial sera moins important. On peut d'ailleurs compenser cet affaiblissement en procédant à une amplification du signal capté par la station de réception et, le cas échéant, en disposant de place en place, dans le réseau de distribution, des amplificateurs (« répéteurs », en terme de technique téléphonique).

L'acheminement, sur un même câble, de programmes transmis dans des canaux différents ne pose aucun problème, à condition de disposer d'éléments de couplage, au départ de la station, et de séparation, au niveau de chaque récepteur, ne perturbant pas les caractéristiques de la ligne de transmission (adaptation des impédances, affaiblissement minimal).

Le synoptique d'une telle installation pourrait se présenter comme l'illustre la figure 14-19 : ce principe de distribution, avec des variantes appropriées à chaque cas d'espèce, s'applique aussi bien pour l'alimentation de récepteurs de tout un immeuble que de tout un village, voire de toute une ville. Ses avantages, sur le plan technique, sont indéniables : élimination de tout risque d'interférences entre le signal reçu et le signal redistribué, choix optimal de la position de l'aérien ou du groupe d'aériens et élimination des interactions entre les multiples aériens individuels, possibilité de porter, sur tout le réseau de distribution, le signal à un niveau convenable permettant une simplification des récepteurs, etc. Sur le plan économique, il est évidemment moins coûteux d'installer un réémetteur hertzien pouvant alimenter aussi bien 500 que 1000 ou 10 000 récepteurs, que d'établir un réseau de distribution par câbles coaxiaux d'une capacité équivalente.

Aussi la distribution collective n'a-t-elle connu un développement important, jusqu'à ce jour, qu'appliquée au niveau des immeubles ou des groupes d'immeubles. C'est donc les différents types de matériels utilisés dans ces cas restreints (généralement sans changement de fréquence et sans amplificateurs « répéteurs ») que nous allons étudier, sans sous-estimer pour autant l'intérêt de la solution de distribution par câbles à une plus grande échelle. Cette solution est d'ailleurs à l'ordre du jour avec les perspectives de développement de la téléphonovision, d'une part, et de la Mondovision par réception directe d'émissions transmises par satellites artificiels, d'autre part.

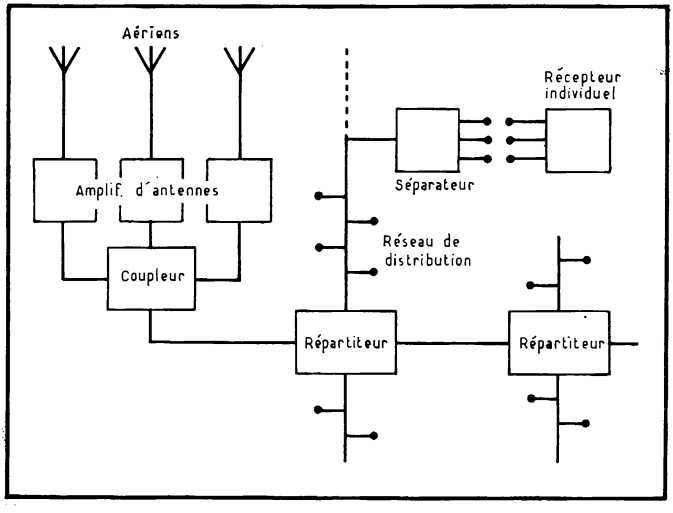


Fig. 14-19. — Principe d'une installation de distribution de programmes TV par câbles.

Nous envisagerons, successivement, les quatre fonctions que doit remplir tout système de distribution collective : l'*amplification* des signaux entrants; le *couplage* de ces signaux pour leur transmission sur câble unique; leur *répartition* au niveau des récepteurs individuels; la *séparation*, à l'entrée de chacun de ces récepteurs, des composantes d'origine (différents programmes) des signaux distribués.

4-1. — *PRÉAMPLIFICATION DU SIGNAL D'ANTENNE*

Etant donné, d'une part, le niveau parfois insuffisant du signal H.F. collecté par l'aérien, d'autre part, l'atténuation introduite par les différents éléments du réseau de distribution et par le principe même de division du signal transmis entre de multiples postes récepteurs, il est généralement indispensable d'intercaler, entre chaque antenne et le coupleur, un amplificateur spécialisé dans le canal ou dans un groupe de canaux correspondant au signal reçu par l'antenne considérée. Cette préamplification du signal d'antenne peut d'ailleurs être effectuée également dans le cas d'une réception par antenne individuelle. A la puissance près, les performances exigées de ces amplificateurs sont identiques : il s'agit d'assurer un gain plus ou moins élevé (nous verrons plus loin comment on calcule le gain nécessaire, dans le cas d'une installation collective donnée), avec une bande passante couvrant au moins un canal TV, avec une caractéristique de phase aussi linéaire que possible et avec un rapport signal/bruit maximal.

A titre d'exemple, nous donnons, dans la figure 14-20, le schéma d'un amplificateur d'antenne, à transistors, pour installation collective déjà assez

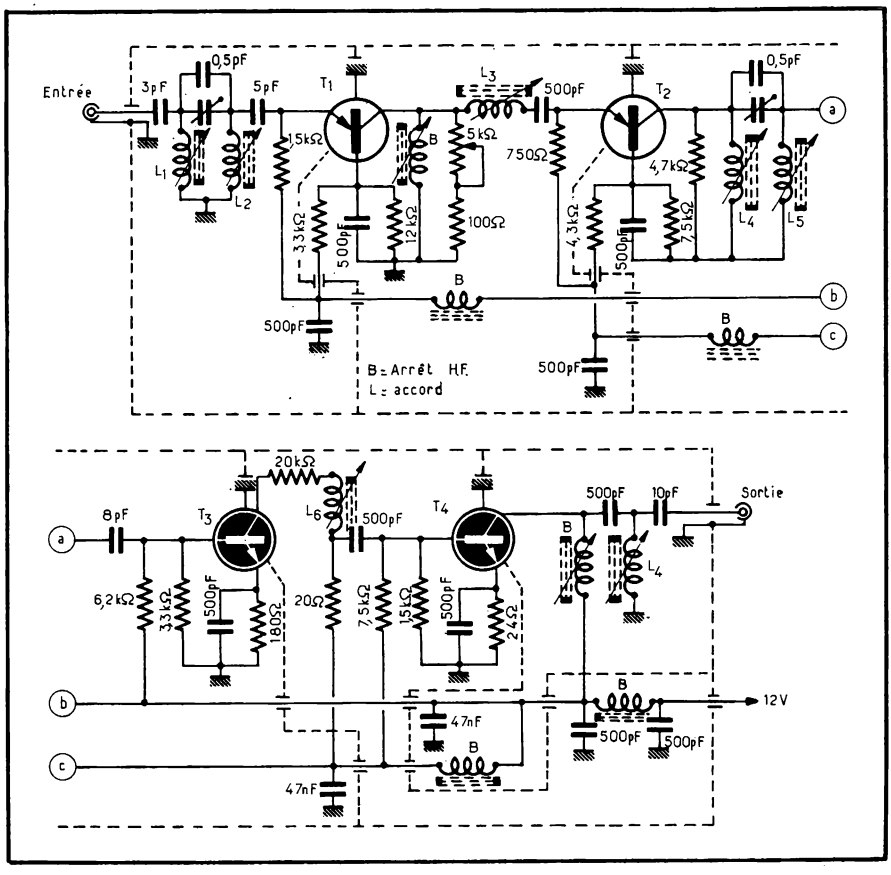


Fig. 14-20. — Schéma d'un amplificateur d'antenne de puissance pour installation collective.

importante, puisqu'il assure un gain de 50 dB avec une bande passante de 20 MHz (à 3 dB) en bande III. La figure 14-21 représente le schéma d'un amplificateur d'antenne transistorisé, de faible puissance (un seul étage), pour petite installation collective ou installation individuelle; le gain procuré par un tel préamplificateur est de l'ordre de 16 dB en bande III, de 12 dB en bande IV ou V, avec une bande passante de 20 MHz à 3 dB. Dans ce dernier cas, le préamplificateur est généralement monté à proximité immédiate de l'aérien, pour favoriser le rapport signal/bruit : son alimentation (en tension continue 6 ou 12 V) est alors assurée par l'intermédiaire du câble coaxial lui-même, un condensateur bloquant le courant continu dans la liaison vers le récepteur (fig. 14-22).

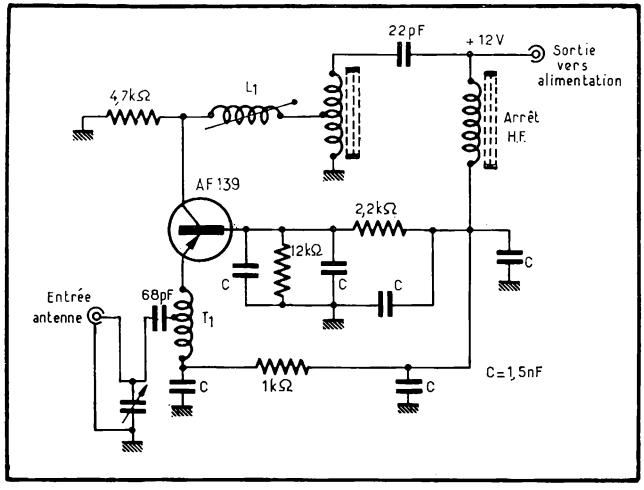


Fig. 14-21. — Amplificateur d'antenne de faible puissance.

Les principes d'amplification H.F. seront étudiés dans les chapitres 17 et 18 (4e partie : « Réception »). Ils sont aussi valables pour les amplificateurs d'antenne, de puissance ou non, que pour l'étage préamplificateur équipant les sélecteurs V.H.F. ou U.H.F. des récepteurs. Le lecteur aura donc intérêt, en particulier pour mieux assimiler le mode de calcul d'une installation collective, à passer rapidement sur ce sujet, en première lecture, et à y revenir après avoir pris connaissance des principes exposés dans les chapitres 17 et 18.

4-2. — *COUPLAGE, SUR CABLE UNIQUE, DES SIGNAUX A DISTRIBUER*

Après amplifications séparées des signaux de canaux différents, collectés par les aériens, on procède à leur mélange, afin de les acheminer vers le réseau de distribution par ligne coaxiale unique. Différents systèmes coupleurs peuvent être envisagés pour procéder à ce mélange, en évitant toute réinjection du signal sortant d'un amplificateur sur les sorties des autres amplificateurs.

Le *mélange par filtres sélectifs* à cellules LC est le procédé le plus généralement employé dans les installations collectives. Lorsqu'il faut effectuer le mélange de signaux de canaux rapprochés, on doit utiliser des filtres très sélectifs. La figure 14-23 en donne un exemple : L_1-C_1 est accordé sur la

fréquence f_B, L_2-C_2 sur la fréquence f_A, L_1-C sur la fréquence f_A et L-C_2 sur la fréquence f_B. Le processus de fonctionnement est aisé à comprendre : les signaux de fréquence f_A passent librement de l'amplificateur A à la ligne de

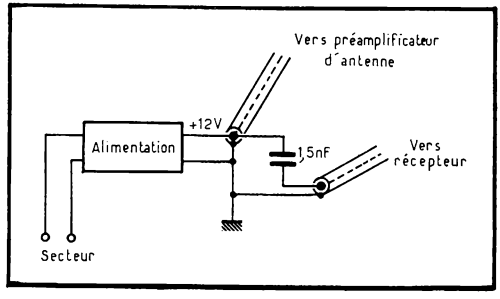


Fig. 14-22. — Système d'alimentation de l'amplificateur d'antenne par le câble coaxial de liaison au récepteur.

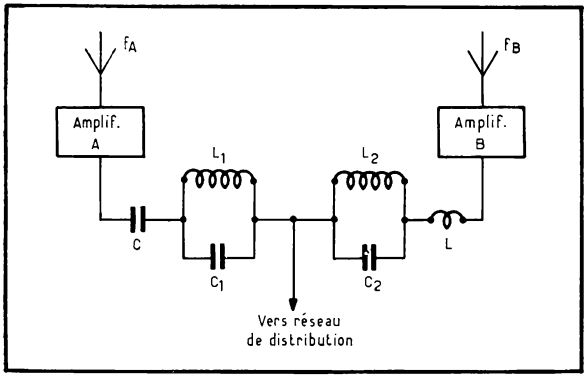


Fig. 14-23. — Mélange par filtres sélectifs pour le couplage sur câble unique.

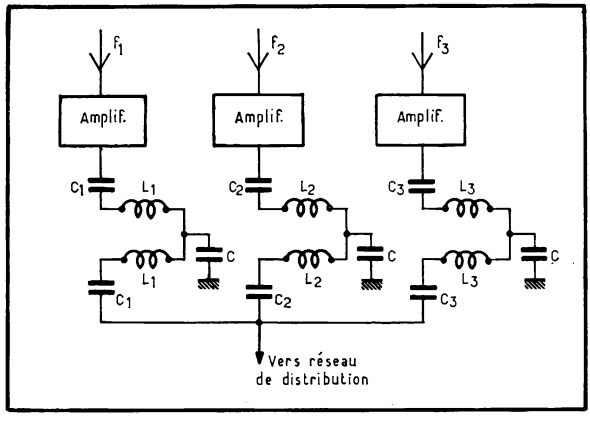


Fig. 14-24. — Coupleur accordé à trois entrées.

distribution et, bloqués par L_2-C_2, ne peuvent atteindre l'amplificateur B; de même les signaux de fréquence f_B passent librement de l'amplificateur B à la ligne de distribution et sont bloqués par L_1-C_1. La figure 14-24 illustre un autre exemple de coupleur accordé à trois entrées. Les éléments L et C sont calculés pour obtenir l'adaptation des impédances d'entrée et de sortie par rapport au câble de liaison.

Si l'on doit mélanger des signaux de plus de trois canaux différents, il est assez difficile de réaliser des coupleurs accordés. On utilise alors des *coupleurs apériodiques* qui ne sont autres que des répartiteurs à résistances, que nous étudierons un peu plus loin, connectés en sens inverse de leur emploi normal. Le défaut de tels coupleurs est d'apporter dans la liaison un affaiblissement important et d'offrir une protection contre la réinjection moindre que celle des coupleurs accordés.

On pourrait également réaliser un couplage apériodique par *mélange électronique à tubes* (fig. 14-25) *ou à transistors*. Dans le cas de la figure 14-25, l'attaque des tubes sur leurs cathodes et la sortie par un étage commun, monté en « cathode-follower », assurent une excellente adaptation et une dégradation minimale du rapport signal/bruit.

4-3. — *RÉPARTITION DES SIGNAUX DANS L'INSTALLATION COLLECTIVE*

La répartition, dans les branches du réseau de distribution, de l'ensemble des signaux de fréquences différentes, transmis sur câble coaxial unique, ne peut évidemment être effectuée que par un dispositif apériodique. A cette fin, on emploie des *répartiteurs à résistances*, ou *dérivateurs*, avec lesquels on obtient une adaptation parfaite sur les câbles de transmission, au prix, cependant, d'un affaiblissement assez élevé, d'où la nécessité de disposer d'un niveau de signal convenable.

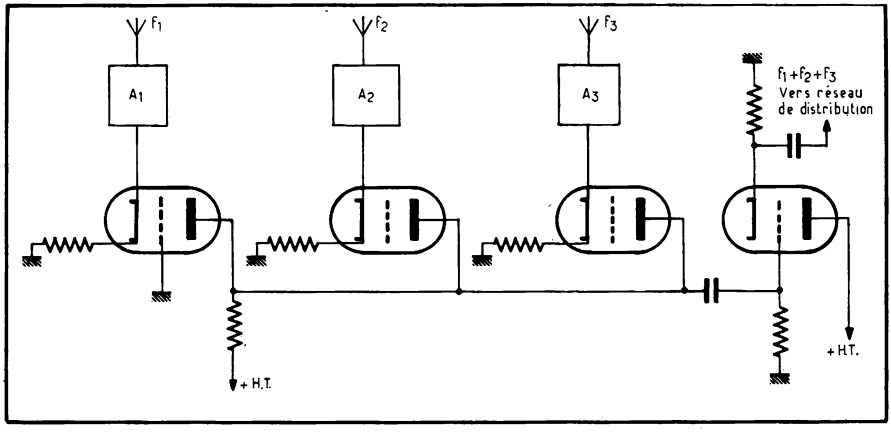


Fig. 14-25. — Couplage par mélange électronique à tubes.

Le montage le plus simple que l'on puisse imaginer est illustré par la figure 14-26. La ligne principale, venant du coupleur, doit se terminer, pour être adaptée, sur une résistance globale égale à son impédance caractéristique Z_c; pour n dérivations, la valeur de cette résistance est donnée par la relation

$$R_{tot} = \frac{R + Z_c}{n} = Z_c,$$

d'où l'on tire

$$R = Z_c\,(n - 1).$$

On notera que lorsqu'une des dérivations n'est pas raccordée à un récepteur, il convient, pour conserver une adaptation correcte, de remplacer l'impédance d'entrée du récepteur manquant par une résistance : $R_c = Z_c$.

On calcule aisément l'atténuation en tension, A, au niveau de chaque sortie (elle est la même pour chacune) :

$$A = \frac{Z_c\,(n-1) + Z_c}{Z_c} = n.$$

Un autre montage de *répartiteur, à résistances en dérivation,* moins sensible que le précédent en ce qui concerne la désadaptation provoquée par l'absence d'une charge en bout d'une des dérivations, est indiqué dans la figure 14-27. Pour n sorties, l'adaptation sur l'entrée sera réalisée si l'impédance vue de l'entrée est égale à Z_c, c'est-à-dire

$$\frac{Z_1}{n} = Z_c,$$

Fig. 14-26, ci-contre. — Répartiteur à résistances de modèle simple.

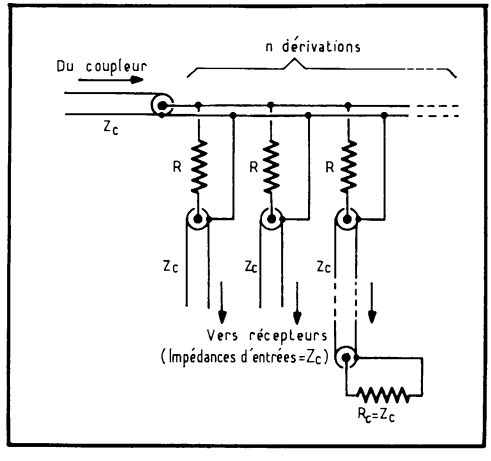
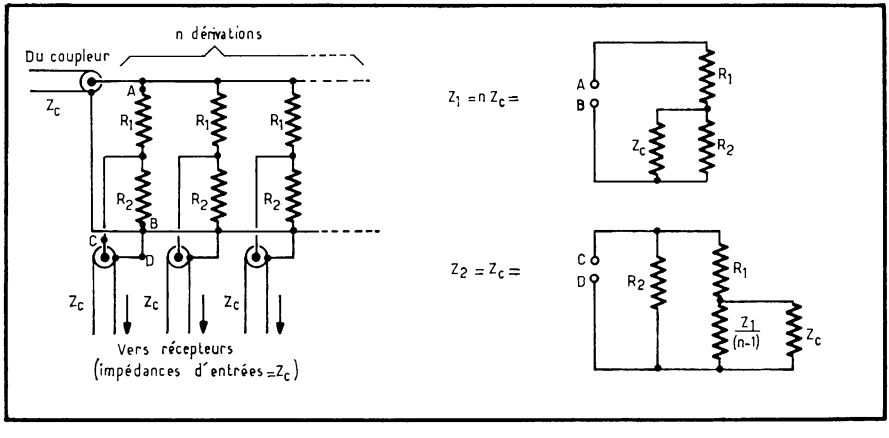


Fig. 14-27, ci-dessous. — Répartiteur à résistances, plus élaboré que le précédent.



Z_1 étant l'impédance présentée par chaque sortie avec sa cellule de dérivation. La valeur de Z_1 est donnée par la relation

$$Z_1 = R_1 + \frac{Z_c R_2}{Z_c + R_2} = n.Z_c. \qquad (1)$$

D'autre part, l'adaptation sur chaque sortie sera réalisée si l'impédance Z_2 vue de chacune d'entre elle est égale à Z_c.

La résultante de $(n-1)$ sorties connectées en parallèle doit être, d'après la relation (1), telle que :

$$\frac{Z_1}{n-1} = \frac{n Z_c}{n-1} = \frac{1}{n-1}\left(R_1 + \frac{Z_c R_2}{Z_c + R_2}\right).$$

La résultante de ces $(n-1)$ sorties connectées en parallèle avec l'entrée Z_c est

$$\frac{\dfrac{n Z_c^2}{n-1}}{\dfrac{n Z_c}{n-1} + Z_c} = \frac{n}{2n-1}.Z_c.$$

Lorsqu'on connecte la n^e sortie d'impédance Z_c, avec son réseau d'adaptation R_1 et R_2, la condition d'adaptation peut s'écrire :

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 + \dfrac{n}{2n-1}.Z_c},$$

d'où l'on tire

$$\frac{Z_c R_2}{R_2 - Z_c} = R_1 + \frac{n}{2n-1}.Z_c.$$

En portant dans la relation précédente la valeur de R_1 tirée de la relation (1), on obtient

$$n Z_c - \frac{Z_c R_2}{Z_c + R_2} + \frac{n}{2n-1}.Z_c = \frac{Z_c R_2}{R_2 - Z_c}.$$

Après simplification par Z_c et regroupement des termes en R_2, on obtient

$$R_2^2.\frac{2n^2 - 4n + 2}{2n-1} = Z_c^2.\frac{2n^2}{2n-1}.$$

De cette expression on tire la valeur de R_2

$$R_2 = Z_c\sqrt{\frac{2n^2}{2n^2 - 4n + 2}} = Z_c\frac{n}{n-1} \qquad (2).$$

Il est alors facile de déduire la valeur de R_1, en remplaçant R_2 par sa valeur dans la relation (1). Il vient

$$R_1 = n Z_c - \frac{Z_c R_2}{Z_c + R_2} = \frac{n Z_c^2 + (n-1) Z_c R_2}{Z_c + R_2},$$

d'où

$$R_1 = 2n Z_c \frac{n-1}{2n-1}. \qquad (3)$$

Enfin, l'affaiblissement A en tension, sur chaque sortie, se calcule aisément :

$$A = \frac{R_1 + \dfrac{R_2 Z_c}{R_2 + Z_c}}{\dfrac{R_2 Z_c}{R_2 + Z_c}} = R_1 . \frac{R_2 + Z_c}{R_2 Z_c} + 1.$$

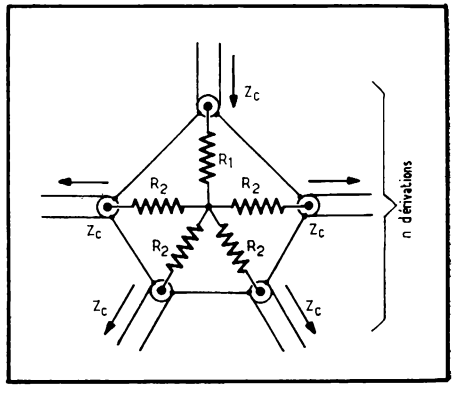


Fig. 14-28. — Schéma d'un répartiteur en étoile.

En remplaçant R_1 et R_2 par leurs valeurs, tirées des relations (3) et (2), on trouve

$$A = 2 n Z_c \left(\frac{n-1}{2n-1} \right) \frac{Z_c \dfrac{n}{n-1} + Z_c}{Z_c^2 \dfrac{n}{n-1}} + 1.$$

Après simplification, il vient :

$$A = 2n - 1. \qquad (4)$$

L'atténuation est assez importante et l'on préfère souvent utiliser les *répartiteurs en étoile* (fig. 14-28). Dans ce montage symétrique, la condition d'adaptation à l'entrée est satisfaite si l'on a

$$R_1 + \frac{R_2 + Z_c}{n} = Z_c,$$

soit, puisque le réseau est symétrique et que $R_1 = R_2 = R$,

$$\frac{(n+1)\ R + Z_c}{n} = Z_c,$$

La condition d'adaptation à chaque sortie est satisfaite par cette même relation, d'où l'on tire la valeur de R :

$$R = \frac{n-1}{n+1} Z_c = R_1 = R_2.$$

L'atténuation sur chaque sortie se déduit immédiatement. En effet, au point commun des résistances R_1 et R_2, l'atténuation en tension est

$$A_1 = \frac{R_1 . \dfrac{R_2 + Z_c}{n}}{\dfrac{R_2 + Z_c}{n}},$$

ou encore, puisque $R_1 = R_2$,

$$A_1 = \frac{(n+1)\ R + Z_c}{R + Z_c}.$$

L'atténuation entre ce point commun et chaque sortie est donnée par la relation

$$A_2 = \frac{R_2 + Z_c}{Z_c} = \frac{R + Z_c}{Z_c}.$$

L'atténuation totale sur chaque sortie, égale au produit de ces deux atténuations successives, sera donc

$$A = A_1 . A_2 = \frac{(n+1)\ R + Z_c}{R + Z_c} . \frac{R + Z_c}{Z_c} = \frac{(n+1)\ R}{Z_c} + 1,$$

soit, en remplaçant R par sa valeur :

$$A = \frac{n+1}{Z_c} . \frac{n-1}{n+1} Z_c + 1 = n.$$

Tous les répartiteurs à résistances présentent l'inconvénient de dissiper en pure perte une partie notable de l'énergie qui leur est fournie. Un autre type de *répartiteurs, à lignes,* permet une meilleure utilisation du signal

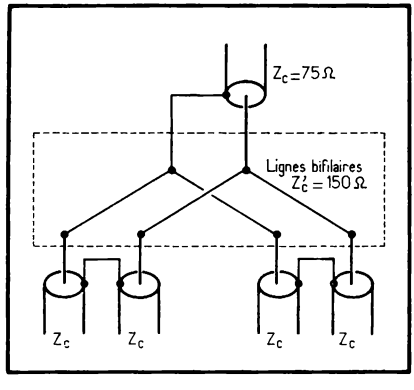


Fig. 14-29. — Principe de montage des répartiteurs à lignes.

d'entrée, l'atténuation qui les caractérise étant négligeable. En revanche, ces répartiteurs offrent une moindre protection entre les différentes sorties. Pour réaliser ce genre de répartiteurs, on met à profit le fait que l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission bifilaire est de 150 Ω et celle d'un câble coaxial, 75 Ω. Le principe de montage est illustré par la figure 14-29, pour une entrée de 75 Ω. Les lignes bifilaires peuvent être exécutées suivant

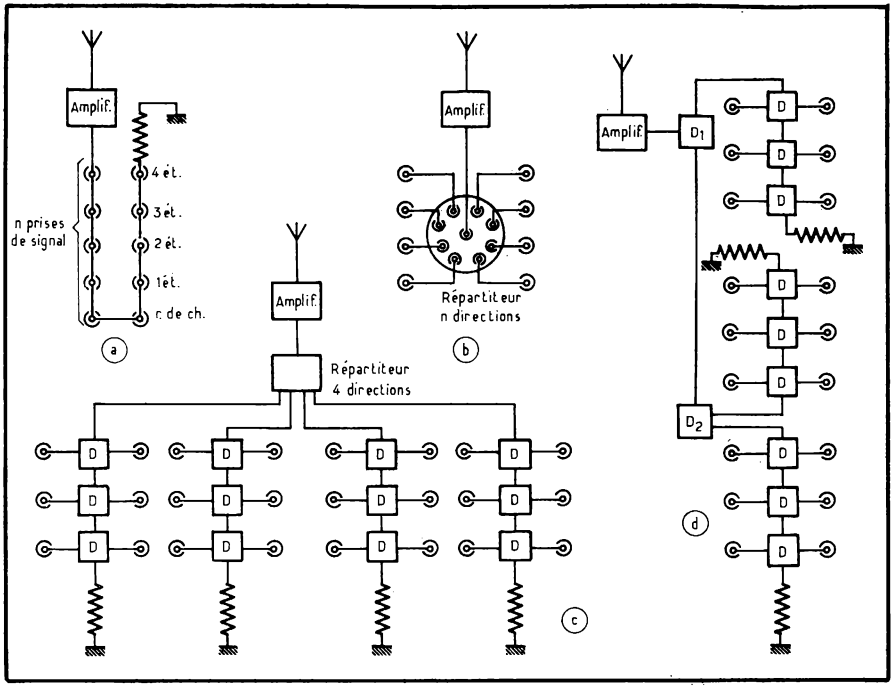


Fig. 14-30. — Différents aménagements pour distribution collective : systèmes itinérant (**a**), en dérivation (**b**) et en épine dorsale (**c** et **d**).

la technique des circuits imprimés. Notons qu'elles doivent être d'une longueur non négligeable par rapport à la plus grande longueur d'onde transmise, d'où un encombrement plus important des répartiteurs à lignes par rapport aux modèles à résistances. On peut évidemment connecter plusieurs de ces répartiteurs, l'un derrière l'autre, et augmenter ainsi le nombre de dérivations.

4-4. — *SÉPARATION DES SIGNAUX*

Enfin, à l'extrémité de chaque dérivation, où doit être connecté un récepteur, il convient de séparer les signaux correspondant aux différents programmes, couplés au départ d'antenne pour la distribution sur câble unique. C'est le rôle des *séparateurs* qui seront évidemment des organes accordés, semblables aux coupleurs, mais connectés en sens inverse.

4-5. — *CONCEPTIONS DIVERSES DE DISTRIBUTION COLLECTIVE*

Nous avons examiné les différents éléments mis à notre disposition pour réaliser une distribution collective. Il reste à déterminer comment nous allons concevoir cette dernière. En effet, supposons, pour simplifier, que nous ayons un seul programme, capté par une antenne unique, à distribuer entre n récepteurs : le schéma de l'installation de distribution peut être envisagé suivant différents procédés, illustrés par la figure 14-30.

Le *système série ou itinérant* (fig. 14-30 *a*) est le plus simple à imaginer : il est constitué par une série de prises de signal connectées le long du câble unique de distribution. Les immeubles modernes comportant généralement deux appartements par étage, nous avons adopté la condition de double sortie aux différents niveaux. Les prises du signal, destinées à alimenter les récepteurs, doivent être insérées dans la descente d'antenne de façon à ne pas provoquer de désadaptation. A cette fin, on intercale entre chacune d'elles et l'âme du câble une résistance R_1, de valeur suffisamment élevée par rapport à l'impédance caractéristique de la ligne (fig. 14-31). De cette façon, la désadaptation introduite par la présence de la prise est négligeable. Pour que l'adaptation, vue de la sortie, reste correcte, on doit connecter entre cette dernière et la masse une résistance R_2 de valeur légèrement supérieure à l'impédance caractéristique du câble de liaison au récepteur. Enfin, le câble coaxial de distribution doit se terminer sur une résistance R_c égale à son impédance caractéristique, pour éviter toute réflexion à cette extrémité. Pour n sorties, la résistance équivalente des résistances R_1, mises en parallèle sur le câble, est R_1/n : cette dernière valeur doit rester suffisamment élevée par rapport à Z_c; aussi ne peut-on pratiquement pas dépasser 6 à 8 sorties, car on est alors amené à prendre des valeurs de R_1 entraînant une trop grande atténuation A sur chaque sortie, atténuation s'exprimant par

$$A = \frac{Z_c + R_1}{Z_c}.$$

Pour fixer un ordre de grandeur, dans une installation à distribution série par câble coaxial de 75 Ω, pour 6 sorties on prendra R_1 égale à 820 à 1000 Ω et l'atténuation résultante sur chaque prise sera de l'ordre de 12; pour 10 sorties, il faudrait prendre R_1 égale à 1500 Ω, et l'atténuation, sur chacune d'elles, atteindrait 20, en tension.

Le *système en dérivation* comporte un répartiteur à n directions (fig. 14-30 *b*), du type de ceux illustrés par les figures 14-27 ou 14-28. On remarquera que la longueur de câble utilisée est plus importante que dans le cas précédent. On peut, le cas échéant, disposer à la place de chaque sortie un autre répartiteur ou dérivateur à deux directions ou plus.

Enfin, on peut conjuguer les deux solutions que nous venons d'exposer pour établir une *distribution* dite *en épine dorsale*. La figure 14-30*c* en donne un exemple, établi pour un immeuble comportant quatre cages d'escalier, trois niveaux et deux appartements par escalier et par niveau. Les dérivateurs D sont conçus pour prélever, à chaque niveau, une fraction du signal, sans perturber la ligne dans laquelle ils sont insérés. Ils provoquent, cependant, une certaine atténuation, dite « de passage » (ou « d'insertion »), dans cette ligne. Pour que le niveau du signal délivré aux derniers récepteurs connectés en bout de ligne soit suffisant, sans que l'on soit obligé d'avoir un niveau, en début de ligne, risquant de provoquer la saturation des premiers récepteurs, on ne peut dépasser un certain nombre de dérivateurs en série : quatre ou cinq en général. Lorsque l'immeuble a plus de cinq étages, on pourra adopter la solution de la figure 14-30*d;* les boîtiers D_1 et D_2 sont des répartiteurs à deux directions.

4-6. — *CALCUL D'UNE INSTALLATION COLLECTIVE*

Nous n'avons donné que quelques exemples caractéristiques d'installations collectives. Bien d'autres schémas pourraient être établis avec les mêmes éléments. Quel que soit le système de distribution adopté, le calcul de toute installation sera fait en tenant compte des facteurs suivants :

— Niveau de signal désirable pour le récepteur le plus défavorisé;
— Nombre de récepteurs à desservir;
— Atténuation apportée par les différents dispositifs de répartition et de transmission;
— Niveau du signal à l'antenne.

Ce calcul permettra le choix optimal du type de distribution et des éléments qui le composeront; il permettra également de déterminer les antennes les plus appropriées et le gain nécessaire des différents amplificateurs.

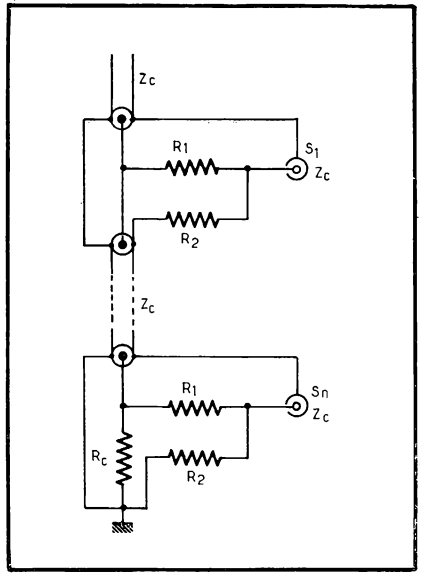


Fig. 14-31. — Montage des prises de signal dans le système itinérant.

Soit à alimenter, en signaux de la 1re et de la 2e chaîne de télévision (un seul canal pour chacune) et de la radio en modulation de fréquence, un immeuble de quatre étages plus le rez-de-chaussée, avec six cages d'escaliers et deux appartements par étage, soit 60 points de réception. On adopte un système de distribution en épine dorsale tel que représenté dans la figure 14-32. A la sortie du coupleur, on dispose un répartiteur deux directions, provoquant, dans chacune, une atténuation de 6 dB. Dans la branche gauche, on trouve ensuite un dérivateur « de passage », R_1, présentant une perte de passage de 1,5 dB en FM et en bande III, de 2 dB en bande IV et une atténuation dans la dérivation, réglable entre 5 et 15 dB. Enfin, un autre dérivateur de passage, R_2, de mêmes caractéristiques que R_1, alimente les colonnes B et A. La répartition est identique dans la branche droite. Dans chaque colonne sont disposés, en série, des dérivateurs deux directions, présentant chacun une perte de passage de 1,5 dB pour les quatre étages supérieurs, et une atténuation de 14 dB à chaque prise terminale du rez-de-chaussée.

Enfin, il faut tenir compte des pertes dans le câble coaxial : adoptons pour ce dernier une valeur d'atténuation moyenne de 0,2 dB/m en bande IV, 0,1 dB/m en bande III et 0,08 dB/m en FM.

Nous pouvons maintenant établir, pour les colonnes les plus éloignées, A et F, le bilan des pertes sur les prises les moins favorisées, c'est-à-dire au rez-de-chaussée :

	FM	Bande III	Bande IV
Répartiteur deux directions	6 dB	6 dB	6 dB
Passage R_1	1,5	1,5	2
Passage R_2	1,5	1,5	2
Passage dérivateurs A_4 à A_1	6	6	6
Dérivation A_0	14	14	14
20 + 20 + 20 + 25 m câble coaxial	6	8,5	17
Total	35 dB	37,5 dB	47 dB

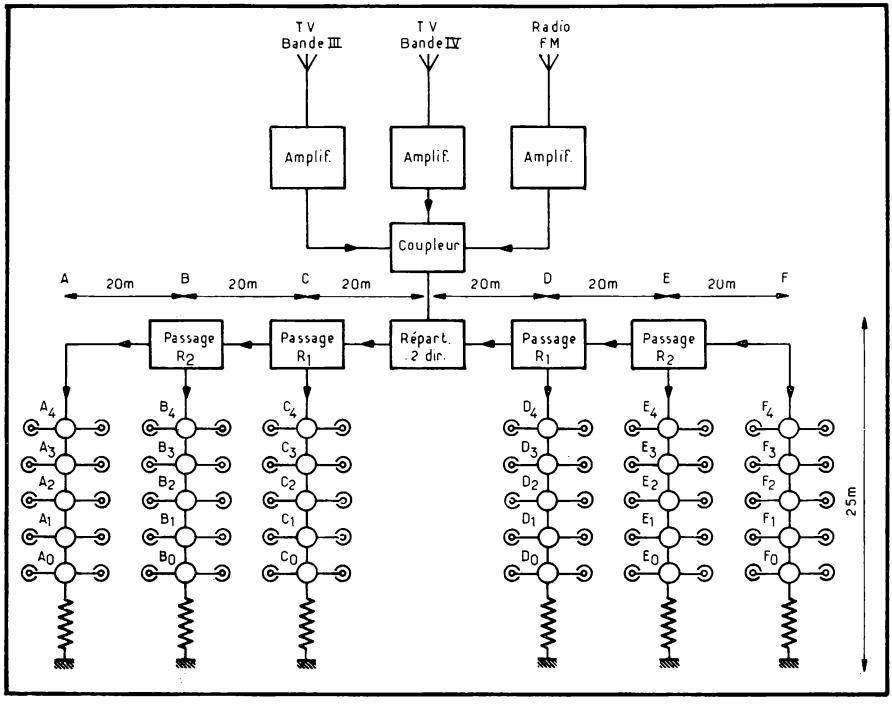


Fig. 14-32. — Exemple d'installation de distribution collective, du type dit en épine dorsale, établie pour six cages d'escaliers et cinq niveaux.

Pour répartir équitablement l'énergie distribuée dans les différentes colonnes, on réglera l'atténuation de dérivation en R_2, pour les colonnes B et E, et en R_1 pour les colonnes C et D. Par exemple, de la colonne B à la colonne A, on a une atténuation (en bande III) de 1,5 dB (passage R_2) + 2 dB (20 m de câble coaxial), soit 3,5 dB; on réglera l'atténuateur R_2 sur 5 dB pour la dérivation. De même, on trouve que l'atténuation de la colonne C à la colonne A est de 1,5 dB × 2 (passage R_1 et R_2) + 4 dB (40 m de câble), soit 7 dB; on réglera l'atténuation de dérivation de R_1 sur 9 dB. Le bilan des pertes maximales au pied des différentes colonnes s'établit alors comme suit :

Prises des rez-de-chaussée des colonnes	FM	Bande III	Bande IV
A et F	35 dB	37,5 dB	47 dB
B et E	37,7 dB	39 dB	46 dB
C et D	38,6 dB	39,5 dB	44 dB

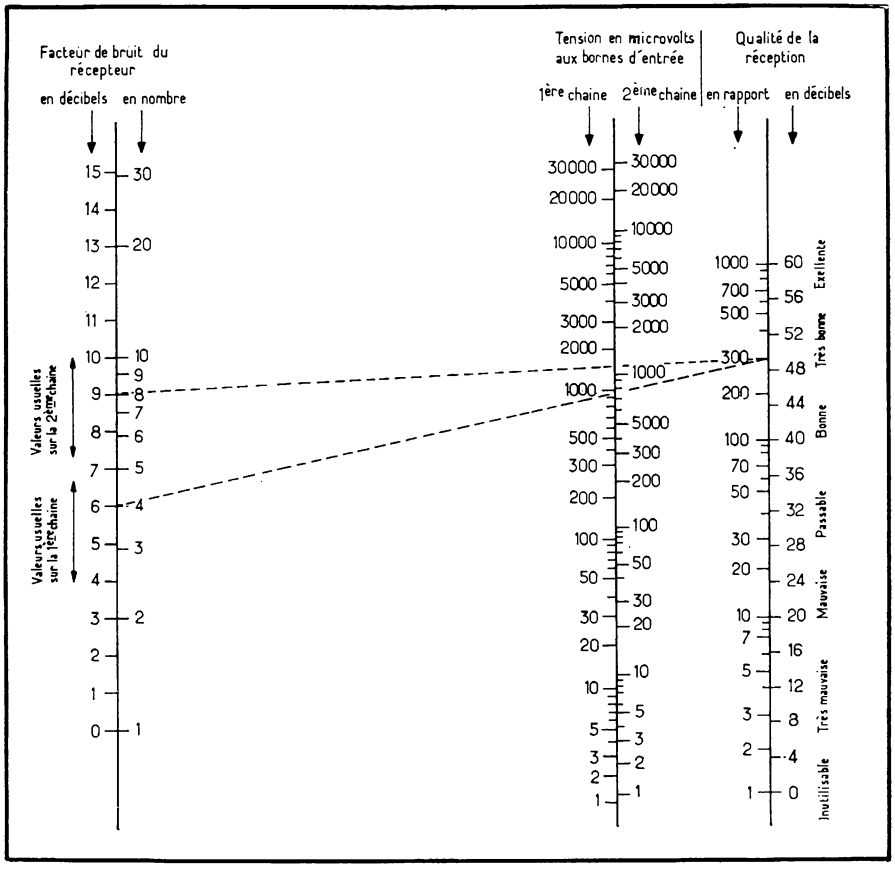


Fig. 14-33. — Abaque donnant la qualité de la réception en fonction du facteur de bruit du récepteur et de la tension disponible à l'antenne.

Supposons que nous disposions, aux bornes des antennes utilisées (sur ce sujet, voir chap. 15), de signaux de 3 mV dans le canal de la bande III reçu, de 2 mV en bande IV et de 1 mV en FM. Il nous faut maintenant fixer les valeurs minimales de tensions que nous désirons avoir sur les prises les plus défavorisées. L'abaque de la figure 14-33, établie empiriquement, permet de déterminer ces valeurs en fonction du facteur de bruit du récepteur et de la qualité de réception souhaitée. Prenons comme valeurs moyennes du facteur de bruit des récepteurs à alimenter, 9 dB en U.H.F. et 6 dB en V.H.F.

Si nous souhaitons une très bonne qualité d'image, l'abaque nous indique que nous devons disposer de 1 mV en V.H.F. et 1,25 mV en U.H.F. En FM, on considère généralement qu'une tension de 200 μV est suffisante pour assurer une bonne réception.

Les signaux fournis par les aériens sont supérieurs à ces valeurs :

— En U.H.F., on dispose de 2 mV, soit 2/1,25 = 1,6 fois plus que la tension minimale désirée sur la prise la plus défavorisée; ou encore, en décibels, 20 log 1,6 = 4,08 dB au-dessus de cette valeur minimale;

— En V.H.F., on dispose de 3 mV, soit : 20 log 3 = + 9,6 dB;

— En FM, enfin, on dispose de 1 mV, soit : 20 log (1/0,2) = + 14 dB.

En somme, avec une installation dont les pertes seraient de 4,08 dB en U.H.F., 9,6 dB en V.H.F. et 14 dB en FM, nous disposerions bien, sur la prise la plus défavorisée, des tensions minimales requises. Comme nous avons déterminé, plus haut, les pertes effectives de l'installation envisagée, une simple soustraction nous donnera les valeurs d'amplification nécessaire pour les trois programmes reçus :

	FM	Bande III	Bande IV
Perte maximale sur la prise la plus défavorisée :	38,6 dB	39,5 dB	47 dB
— Tension d'antenne / Tension minimale désirée	— 14 dB	— 9,6 dB	— 4,08 dB
= Amplification nécessaire	24,6 dB	29,9 dB	42,92 dB

Le bruit introduit par les amplificateurs doit évidemment rester dans des limites assez étroites (6 à 8 dB en FM et bande III, 10 à 12 dB en bande IV), si l'on veut obtenir la qualité d'image choisie avant le calcul de l'installation.

Notons, pour terminer, qu'il est parfois nécessaire, pour équilibrer l'énergie distribuée sur les différentes prises d'une installation collective (afin d'éviter une « saturation » sur les prises les plus favorisées), d'utiliser des *atténuateurs*.

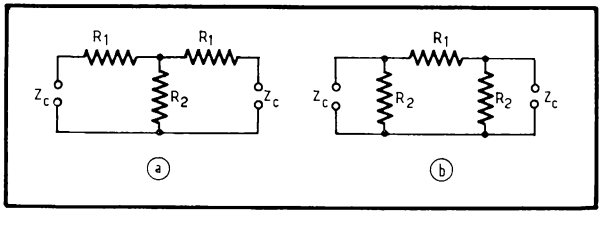


Fig. 14-34. — Schémas d'atténuateurs utilisés dans les liaisons aériens-récepteurs.

Ce sont de simples réseaux à résistances, conçus pour présenter sur leur entrée et sur leur sortie une impédance égale à l'impédance caractéristique du câble coaxial auquel ils sont connectés. Le plus souvent ils sont à structure en T (fig. 14-34*a*) ou en π (fig. 14-34*b*).

Pour les atténuateurs en T, la valeur des éléments est donnée par les relations

$$R_1 = Z_c \frac{A-1}{A+1} \text{ et } R_2 = 2\,Z_c \frac{A}{A^2-1}.$$

Ainsi pour une impédance caractéristique de câble $Z_c = 75\ \Omega$ et une atténuation désirée $A = 5$ (soit 14 dB), on obtient

$$R_1 = 50\ \Omega \text{ et } R_2 = 31\ \Omega.$$

Pour les atténuateurs en π, on a les relations :

$$R_1 = Z_c \frac{A^2 - 1}{2A} \text{ et } R_2 = Z_c \frac{A + 1}{A - 1}.$$

Lorsqu'on désire une atténuation supérieure à 10 dB, il est préférable d'utiliser en série plusieurs atténuateurs de moindre valeur (par exemple 10 dB + 10 dB + 6 dB, pour obtenir 26 dB), car l'influence des capacités réparties des résistances utilisées fausserait les résultats et interdirait d'atteindre des atténuations élevées avec une seule cellule.

Ces atténuateurs sont généralement présentés sous forme normalisée (tube métal enrobé de plastique) avec un embout coaxial mâle et un embout coaxial femelle.

CHAPITRE 15

LES AÉRIENS

La transmission d'ondes hertziennes d'une antenne d'émission à une antenne de réception peut être considérée comme une forme particulière d'induction entre deux circuits électriques couplés d'une façon très lâche. On conçoit alors que les caractéristiques d'une antenne restent inchangées, qu'on l'utilise en émission ou en réception : dans un transformateur les caractéristiques de chaque enroulement restent identiques, qu'il soit alimenté en énergie électrique directement, jouant alors le rôle de primaire, ou par induction due au courant traversant l'autre enroulement, auquel cas il joue le rôle de secondaire. Aussi pouvons-nous établir une définition générale des aériens et étudier leurs caractéristiques principales (diagramme de directivité, impédance, gain relatif en puissance) sans nous soucier de savoir si leur fonction est d'émettre ou de recevoir.

Cependant, il est bien évident que la technologie des aériens diffère quelque peu suivant qu'il s'agit de rayonner des puissances de l'ordre de dizaines de kilowatts ou de collecter des fractions de microwatt. Par ailleurs, l'angle d'ouverture d'une antenne ou d'un groupe d'aériens, diffusant un programme destiné à couvrir une large superficie, doit être, généralement, assez grand; en revanche, une bonne qualité de réception exige que l'antenne utilisée soit très directive, pour favoriser au maximum le signal utile provenant de l'émetteur par rapport aux signaux parasites provenant d'autres directions. La forme et la constitution des aériens seront donc assez différentes suivant la fonction qu'on leur assigne.

Enfin, un problème important — trop souvent négligé en réception — concerne l'adaptation de la ligne de transmission disposée entre l'antenne et les circuits l'alimentant (en émission) ou qu'il alimente (en réception). Par ailleurs, le fait que les antennes généralement utilisées en réception sont du type symétrique et que la liaison entre antenne et récepteur (câble coaxial) est du type dissymétrique exigerait, en toute rigueur, que l'on intercale un dispositif de jonction symétrique-dissymétrique entre les deux, pour ne pas dégrader le rapport signal-bruit.

1. — Définition sommaire d'une antenne

On peut considérer qu'un aérien et l'espace avoisinant constituent une zone de transition entre l'énergie électromagnétique guidée par le « feeder »

et l'onde en espace libre, ou inversement, si l'on considère le phénomène du point de vue de la réception. Il est ainsi justifié de représenter l'antenne comme l'épanouissement d'une ligne de transmission dans l'espace et de classer les aériens en trois grandes familles :

— Les *antennes symétriques,* telles que *doublet, dipôle,* qui sont l'épanouissement d'une ligne bifilaire symétrique (fig. 15-1*a*) ;

— Les *antennes dissymétriques ou unipolaires,* telles que brin en quart d'onde, aérien en hélice, épanouissement d'une ligne coaxiale (fig. 15-1*b*) ;

— Les *antennes-cornets,* épanouissement d'un guide d'onde (fig. 15-1*c*).

En technique de télévision, on utilise principalement les aériens de la première catégorie.

Diverses théories ont été proposées pour résoudre le problème fondamental suivant : aux bornes d'un conducteur rectiligne, ouvert en son milieu, on applique une tension alternative; quelle est la répartition du courant aux différents points du conducteur et quelle est l'impédance d'entrée de ce dernier? On admet généralement une répartition, dite en ondes stationnaires, du courant et de la tension sur le conducteur, ce qui permet de calculer une résistance de rayonnement correspondant au courant maximal. Cette théorie ne s'applique, en réalité, que dans le cas où la longueur du conducteur

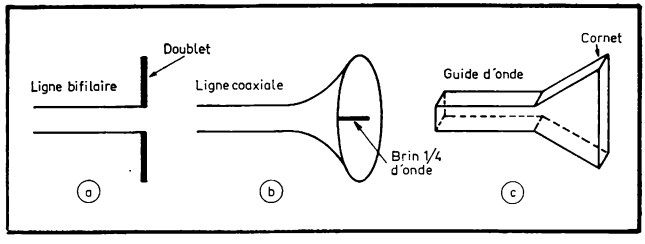


Fig. 15-1. — Les différents types d'antennes peuvent être considérés comme étant l'épanouissement terminal de lignes de transmission.

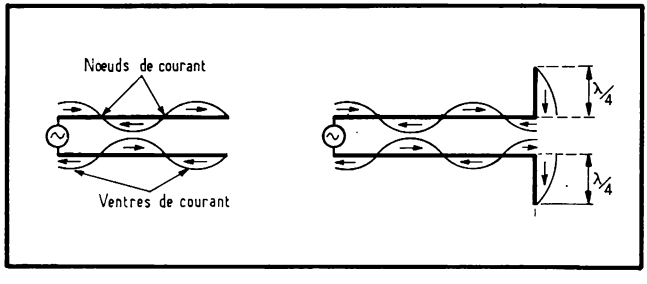


Fig. 15-2. — Répartition du courant en ondes stationnaires dans une ligne ouverte à une extrémité.

rayonnant est égale à la demi-longueur d'onde (fig. 15-2). Ce type d'antenne en $\lambda/2$ est celui qui est le plus souvent adopté en réception. Pour les antennes dites « onde entière », cette même théorie aboutirait à la conclusion irrationnelle suivante : le courant serait nul au point d'injection sur le doublet, par suite de la réflexion sur les extrémités libres, et la résistance de rayonnement serait donc infinie. Des calculs assez complexes montrent qu'en réalité, dans ce cas, la valeur de cette résistance dépend du rapport longueur/diamètre du brin rayonnant. Les aériens d'émission sont très souvent à onde entière.

Considérons le doublet demi-onde de la figure 15-2, où s'établit un régime d'ondes stationnaires avec un ventre de courant au centre et deux nœuds

de courant aux extrémités. Cette configuration nous laisse présager que l'énergie maximale sera rayonnée dans le plan passant par le ventre de courant et perpendiculaire au doublet, et que le rayonnement sera bien moindre au voisinage des nœuds de courant et nul dans l'axe du doublet. L'aérien constitué par un doublet demi-onde a donc un diagramme de rayonnement directif. L'onde électromagnétique qui prend naissance autour des brins rayonnants se propage à la vitesse de la lumière suivant des cercles (dans un plan de propagation déterminé) de diamètre croissant (fig. 15-3) (ou, si l'on considère la propagation dans l'espace, suivant un tore de diamètre croissant), tangents au doublet en son centre.

Si, au lieu d'alimenter le doublet par un générateur, comme nous l'avons supposé jusqu'à présent, on le connecte à un appareil récepteur et qu'on le place dans un champ électromagnétique rayonné par un émetteur éloigné, il est aisé de reprendre le raisonnement tenu pour un doublet rayonnant. Le champ électrique autour de l'antenne induit dans l'antenne une force électromotrice, donc un courant H.F. qui s'établit en régime d'ondes stationnaires, si la longueur du doublet est égale à la demi-longueur d'onde du rayonnement capté. Un ventre de courant apparaît au centre du doublet, où est connectée la ligne de transmission vers le récepteur. L'aérien constitue alors un générateur de courant H.F. pour ce dernier.

Cette manière sommaire de présenter le phénomène du rayonnement électromagnétique — très éloignée de la rigueur des raisonnements mathématiques que l'on pourra trouver dans les ouvrages spécialisés sur ce sujet — nous suffira cependant pour aborder l'étude des principales caractéristiques d'un aérien : polarisation, diagramme de rayonnement, impédance et gain.

2. — Caractéristiques d'une antenne

2-1. — *POLARISATION, DIAGRAMME DE DIRECTIVITÉ*

En un point suffisamment éloigné de l'antenne, on peut considérer comme plane une petite portion du front d'onde sphérique (fig. 15-4). Dans ce plan, perpendiculaire à la direction de propagation, l'onde électromagnétique est définie par un vecteur E, représentant la composante électrique et exprimé en volts/mètre, et un vecteur H, perpendiculaire au vecteur précédent, représentant la composante magnétique et exprimé en ampères-tours/mètre. Pour un aérien linéaire, tel que le doublet, le vecteur E est parallèle à son axe. On dit que l'onde — et, donc, l'aérien qui l'engendre ou qui la capte — est *polarisée horizontalement* lorsque le vecteur E est parallèle au sol. Inversement, lorsque le vecteur E est perpendiculaire au sol, l'onde est dite *polarisée verticalement.*

Notons que, suivant la configuration de l'antenne (antenne en hélice, doublets en croix), d'autres types de polarisation (circulaire, elliptique) peuvent être obtenus, caractérisés par le fait que le vecteur E ne reste plus parallèle à une même direction, mais que son extrémité parcourt une trajectoire à trois dimensions, une hélice, par exemple. En pratique, nous ne rencontrerons, en télévision, que la polarisation plane, horizontale ou verticale.

La notion de polarisation ne doit pas être confondue avec celle de directivité. La première ne concerne que l'orientation de la composante électrique E du champ électromagnétique. La seconde se rapporte aux quantités relatives d'énergie transportées tout autour de l'antenne ou recueillies par cette dernière, en provenance de différentes directions.

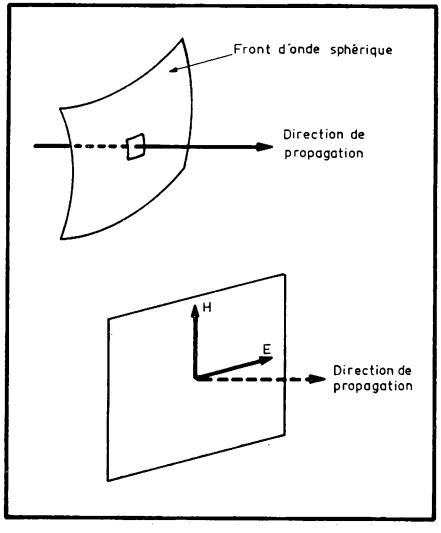


Fig. 15-3. — Propagation de l'onde électromagnétique autour d'un dipôle.

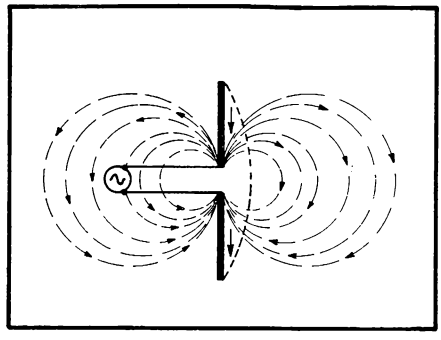


Fig. 15-4, ci-contre. — On peut assimiler chaque portion du front d'onde à un plan.

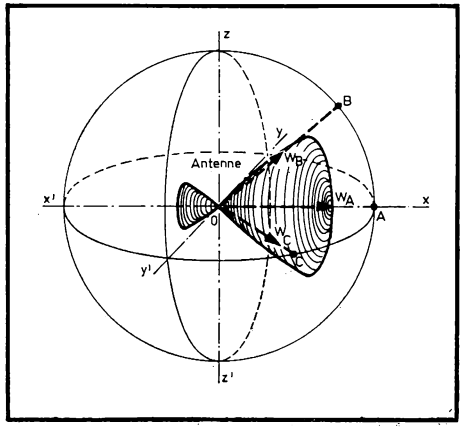


Fig. 15-5. — Diagramme spatial de directivité d'un aérien.

Ainsi, on dit qu'un aérien est *omnidirectionnel ou « isotropique »*, lorsque la mesure de la puissance électromagnétique, rayonnée par lui, effectuée en différents points équidistants de l'aérien, donne les mêmes valeurs.

La relation simplifiée suivante donne, en volts/mètre, la valeur du champ électrique à une distance *d* mètres d'une antenne isotropique alimentée par une source de puissance W watts

$$\text{E eff.} = \frac{5{,}48}{d} \sqrt{\text{W.}}$$

Supposons maintenant que l'antenne ne soit pas isotropique. En chacun des points d'une sphère centrée sur l'aérien, mesurons la puissance transportée et portons sur chaque rayon correspondant, à partir du centre, un segment proportionnel à cette puissance. Les extrémités de tous ces segments définissent une surface courbe qui constitue le *diagramme spatial de directivité* de l'aérien (fig. 15-5). L'intersection d'un plan horizontal, passant par

l'antenne, avec le diagramme spatial est une courbe plane que l'on désigne par le terme *diagramme de directivité horizontale.* De même, l'intersection d'un plan vertical, passant par l'antenne, avec le diagramme spatial définit un *diagramme de directivité verticale.* Il n'existe qu'un plan horizontal passant par l'antenne (ou tout au moins par son centre, en considérant qu'il s'agit d'un aérien linéaire et symétrique), mais il existe une infinité de plans verticaux passant par elle. Pratiquement, on se contente de définir le diagramme correspondant au plan vertical passant par l'axe principal de l'antenne (fig. 15-6). Les diagrammes de directivité présentent, en général, plusieurs *folioles* ou *lobes.* Le plus grand est appelé lobe principal; les autres, lobes secondaires.

La méthode de représentation des diagrammes de directivité en coordonnées polaires offre l'avantage indéniable de « visualiser » immédiatement les caractéristiques de directivité de l'aérien. L'échelle adoptée correspond généralement aux valeurs de la composante électrique E, mesurée en volts/mètre; on peut également utiliser une échelle radiale graduée en centièmes ou en décibels, en prenant comme référence la valeur maximale du champ. La figure 15-7 donne quelques exemples de ces différents modes de représentation.

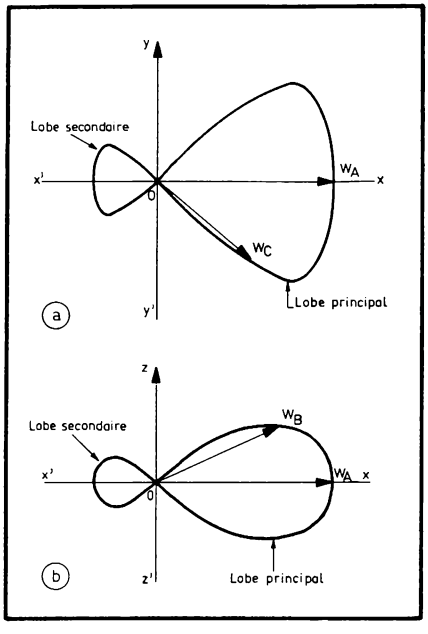


Fig. 15-6. — Allure du diagramme plan de directivité horizontale (**a**) et du diagramme de directivité verticale (**b**) d'un aérien dont le diagramme spatial serait celui de la figure 15-5.

Il est encore possible de définir, à partir d'un diagramme en coordonnées polaires, avec échelle radiale graduée en décibels, par exemple, un angle d'ouverture de l'aérien ou angle de faisceau à 3 dB, c'est-à-dire contenant toutes les directions pour lesquelles l'affaiblissement est inférieur ou égal à 50 % en puissance (fig. 15-8).

Enfin, on peut définir la puissance transmise ou captée dans la direction optimale par rapport à celle transmise ou captée dans la direction opposée. C'est ce que les constructeurs désignent sous le terme de *rapport avant/arrière :*

$$\text{Rapport AV/AR} = 10 \log \frac{W_{AV}}{W_{AR}} = 20 \log \frac{E_{AV}}{E_{AR}}$$

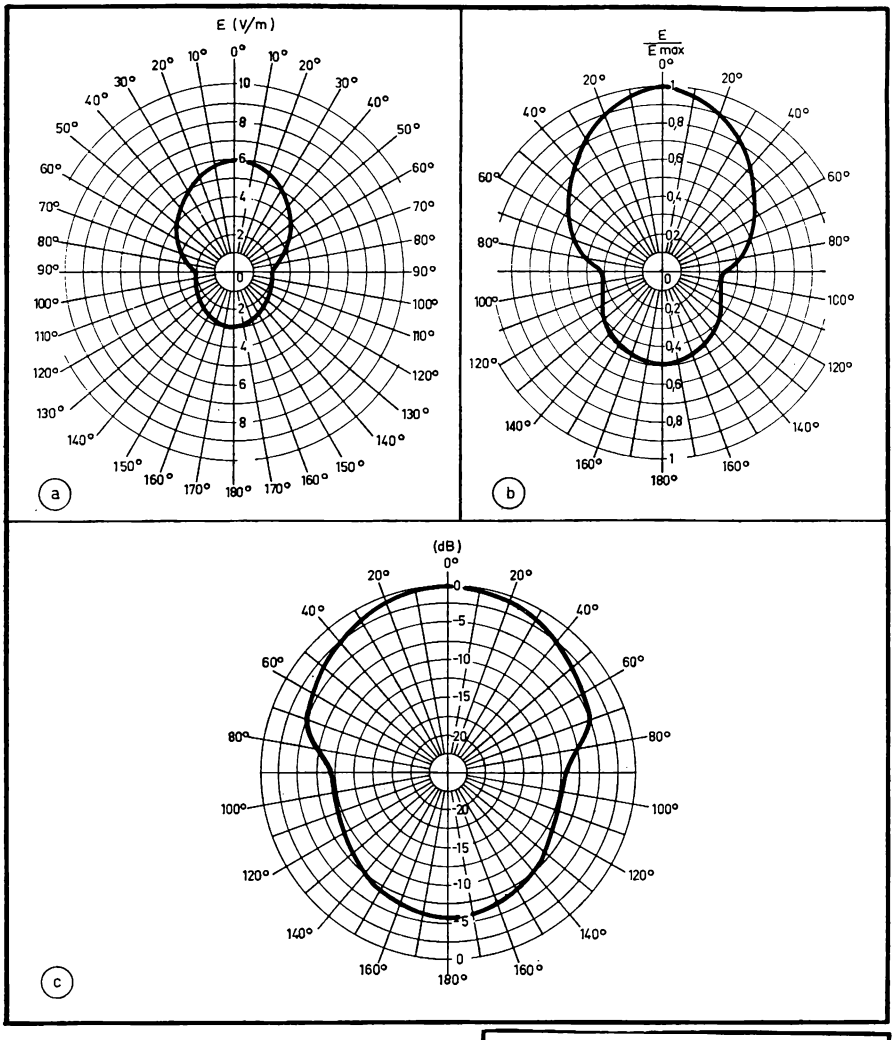


Fig. 15-7, ci-dessus. — Différents modes de représentation d'un même diagramme de directivité : échelle radiale en V/m (**a**), en rapport champ reçu en un point/champ maximal (**b**), en décibels (**c**).

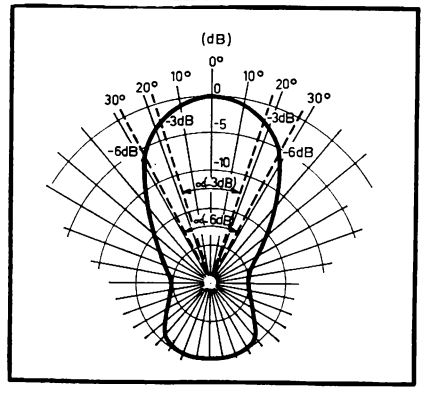


Fig. 15-8, ci-contre. — Détermination de l'angle d'ouverture d'un aérien à 3 ou à 6 dB.

Nous avons défini les diagrammes de directivité en supposant que l'aérien était utilisé en émetteur. En vertu de la loi de réciprocité, cette caractéristique de directivité est la même si l'aérien est utilisé en récepteur.

Les diagrammes de directivité peuvent donc être déterminés aussi bien en utilisant l'antenne comme émetteur que comme récepteur. Pratiquement, on mesure, dans une direction et à une distance fixe, le rayonnement émis à puissance constante par l'aérien en essai, que l'on fait tourner autour de son axe vertical, pour le relevé du diagramme horizontal, ou autour de son axe horizontal, pour le relevé du diagramme vertical. L'aérien utilisé au poste fixe de réception et de mesure doit avoir un angle d'ouverture très faible et parfaitement défini.

2-2. — *GAIN RELATIF D'UNE ANTENNE PUISSANCE APPARENTE RAYONNÉE*

La notion de gain relatif d'une antenne est étroitement liée à celle de sa directivité. En effet, une antenne est un élément passif qui n'amplifie, à proprement parler, ni l'énergie qu'elle capte ni celle qu'elle rayonne. C'est donc par rapport au rayonnement d'un *aérien isotropique de référence* que l'on peut parler de gain d'un aérien directif (concentrant l'énergie qui lui est fournie, dans une direction privilégiée). Le gain en puissance peut être ainsi défini :

$$G_{(w)} = \frac{W_{max.}}{W_{réf.}},$$

$W_{max.}$ étant la puissance recueillie à une certaine distance et dans la direction de rayonnement maximal de l'antenne considérée, et $W_{réf.}$ la puissance recueillie à la même distance lorsque l'antenne est isotropique, les deux antennes étant évidemment alimentées avec la même puissance électrique.

Au lieu d'exprimer le gain en puissance, on peut l'exprimer en tension, en comparant les composantes électriques des champs recueillis dans les deux cas :

$$G_{(E)} = \frac{E_{max.}}{E_{réf.}},$$

soit, en exprimant ces rapports en décibels,

$$G_{(dB)} = 20 \log G_{(E)} = 10 \log G_{(w)}.$$

A une distance d (mètres) de l'antenne, alimentée par une source de puissance W (watts), la valeur du champ, en volts/mètre, est donnée par la relation

$$E = \frac{5{,}48}{d} \sqrt{G_{(w)} . W}.$$

L'antenne isotropique est purement imaginaire. Aussi préfère-t-on définir la caractéristique de gain d'une antenne par rapport au doublet demi-onde qui est l'antenne élémentaire la plus simple. Le calcul montrerait que le gain du doublet par rapport à l'antenne isotropique est de 2,15 dB. Lorsqu'un aérien est caractérisé par un gain de 10 dB, par exemple, par rapport au doublet de référence, son gain par rapport à l'antenne isotropique est de $10 + 2{,}15 = 12{,}15$ dB.

Lorsqu'on utilise, à l'émission, un aérien d'une certaine directivité, on peut, au lieu de caractériser l'émetteur par sa puissance électrique (délivrée par le dernier étage d'amplification H.F. modulée) et par le gain de son

antenne, définir sa *puissance apparente rayonnée*. Cette dernière est la puissance que devrait fournir l'émetteur à un aérien isotropique de référence pour que l'énergie rayonnée à une certaine distance par ce dernier soit la même que celle transmise, à la même distance et dans la direction de rayonnement maximal, par l'aérien réellement utilisé. Autrement dit, on a la relation :

$$\frac{\text{Puissance apparente rayonnée}}{\text{Puissance fournie par l'émetteur}} = G_{(w)}.$$

Si l'aérien de réception a un gain de 3 dB et que la puissance H.F. avec laquelle il est alimenté est de 25 kW, la puissance apparente rayonnée de l'émetteur est de 50 kW. On conçoit ainsi que l'on puisse obtenir des puissances apparentes rayonnées de l'ordre du mégawatt, par exemple, avec un émetteur fournissant une puissance électrique de quelques dizaines de kilowatts, si l'aérien utilisé est très directif.

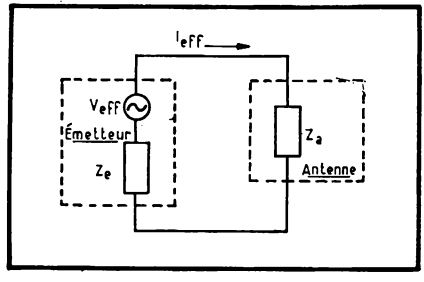


Fig. 15-9. — Schéma équivalent de l'ensemble émetteur-antenne.

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que les aériens transmettaient intégralement la puissance qui leur était fournie ou celle qu'ils captaient, c'est-à-dire que leur *facteur d'efficacité* (rapport de l'énergie reçue à l'énergie restituée) était de 100 %. Cette condition n'est remplie que si l'on peut considérer comme négligeables les pertes par effet Joule (conduction parfaite de l'aérien) et si l'antenne est à la résonance, les termes réactif, inductif et capacitif, s'annulant. Les diagrammes de directivité ne sont, en toute rigueur, exacts que pour la fréquence d'accord de l'aérien et si ce dernier est relié à une ligne de transmission parfaitement adaptée.

Les notions d'impédance, d'adaptation et de bande passante sont donc également d'un intérêt capital pour l'étude des antennes et ne peuvent être dissociées des caractéristiques de directivité et de gain que nous venons d'étudier.

2-3. — *IMPÉDANCE, ADAPTATION, BANDE PASSANTE*

Le schéma équivalent de l'ensemble émetteur-antenne peut être établi comme l'indique la figure 15-9. L'émetteur est un générateur de tension alternative V eff., d'impédance interne Z_e. L'antenne, qui absorbe l'énergie fournie par le générateur, peut être symbolisée par une impédance Z_a. Le courant dans le circuit émetteur-antenne est

$$I \text{ eff.} = \frac{V \text{ eff.}}{Z_e + Z_a}.$$

L'impédance de l'antenne est une quantité complexe de la forme :

$$Z_a = R_a \pm j X_a.$$

Le terme $\pm j X_a$ représente la réactance de l'antenne, variable avec la fréquence et, en particulier, s'annulant pour la fréquence de résonance. Le terme R_a, purement ohmique, représente la somme de la résistance des pertes R_p, due à l'imperfection des matériaux conducteurs et isolants constituant l'antenne, et d'une résistance R_r, appelée résistance de rayonnement. Le schéma équivalent de l'antenne peut donc être établi comme l'indique la figure 15-10.

La résistance R_p dissipe en chaleur une certaine puissance égale à $R_p . I^2$ eff. Cette puissance perdue abaisse le facteur d'efficacité de l'antenne.

La résistance R_r n'existe pas réellement, mais correspond à la puissance utile rayonnée par l'antenne, W_r

$$R_r = W_r / I^2 \text{ eff.}$$

On pourrait raisonner de la même façon sur le comportement d'une antenne de réception; sa résistance de rayonnement correspondrait alors à une résistance fictive dans laquelle le courant induit par le champ électromagnétique capté dissiperait la même puissance que celle disponible aux bornes de l'antenne.

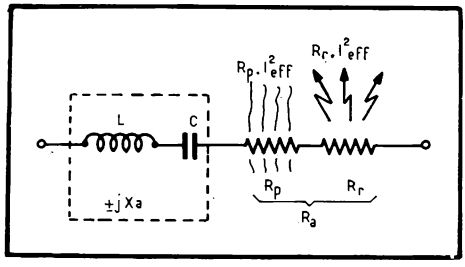


Fig. 15-10. — Schéma équivalent d'un aérien en émission.

La détermination par le calcul de l'impédance d'un doublet de longueur l et de diamètre d est longue et fastidieuse. Le graphique de la figure 15-11 montre comment varient les termes réactif et ohmique de l'impédance complexe d'un doublet, pour un rapport l/d égal à 60 et pour différentes valeurs de l. On voit que, pour certaines de ces valeurs, le terme réactif s'annule et que l'impédance représente alors la seule résistance de rayonnement (abstraction faite des pertes). En particulier, pour $l = 0{,}45\ \lambda$, cette résistance est approximativement égale à 70. La longueur $l = 0{,}45\ \lambda$ est inférieure à la demi-longueur d'onde. En fait, cette longueur, pour laquelle le doublet est en résonance, varie en fonction du rapport λ/d :

$$l_{\text{réson.}} = k.\lambda/2$$

k étant proportionnel à λ/d et étant désigné par le terme *facteur de raccourcissement*. Le graphique de la figure 15-12 indique la variation de k, pour un doublet demi-onde, en fonction de λ/d. Enfin, les courbes de la figure 15-13 indiquent les variations de X_a et R_r, pour trois valeurs différentes de λ/d et pour des longueurs de doublet voisines de la demi-longueur d'onde.

On remarque, sur ces dernières courbes, que la résistance de rayonnement varie faiblement avec l — pour des valeurs voisines de la demi-longueur d'onde — et avec d. Les variations de réactance diminuent très nettement avec le rapport λ/d. On peut en déduire que pour élargir la bande passante du doublet, il faudra utiliser des brins de gros diamètre.

Par *bande passante* d'un aérien, on désigne la gamme de fréquences pour lesquelles les variations des caractéristiques principales (directivité, gain,

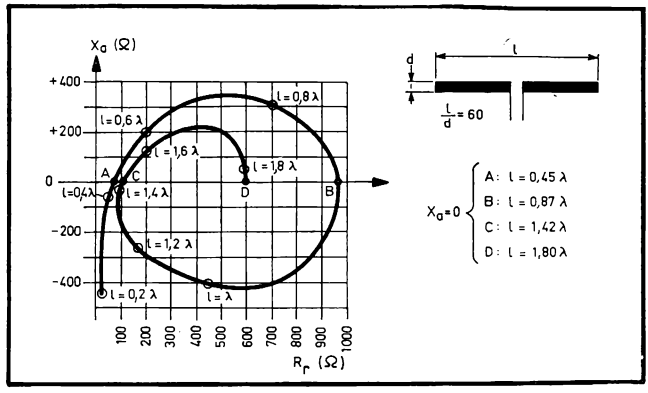


Fig. 15-11. — Variation des termes réactif et ohmique de l'impédance complexe d'un doublet en fonction de sa longueur.

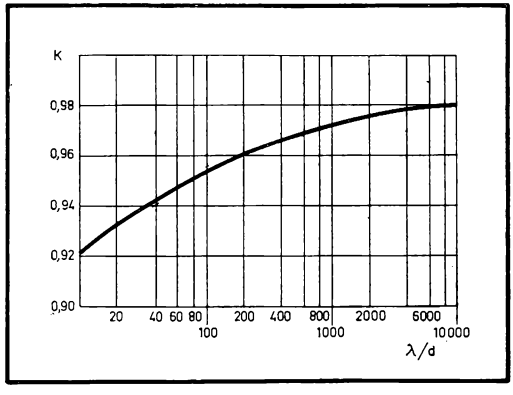


Fig. 15-12. — Variation du facteur de raccourcissement en fonction du rapport longueur d'onde / diamètre du doublet.

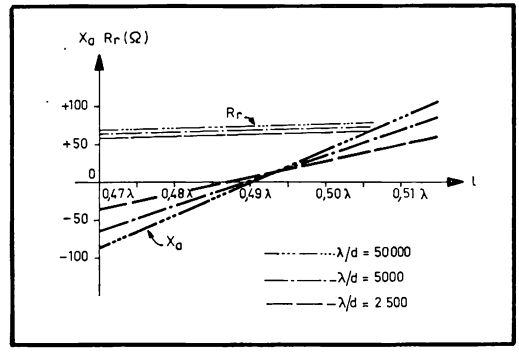


Fig. 15-13. — Variations de la réactance X_a, et de la résistance de rayonnement R_r, d'un doublet en fonction de sa longueur.

impédance) restent dans des limites étroites et n'introduisent pas de distorsions prohibitives de gain ou de phase. Ainsi on peut définir le coefficient de qualité $Q_{(3\ dB)}$ d'une antenne par le rapport :

$$Q_{(3\ dB)} = F_o/2\,\delta F,$$

F_o étant la fréquence d'accord et δF la variation de fréquence autour de F_o, dans un sens ou dans l'autre, provoquant un affaiblissement de 3 dB de l'énergie rayonnée. On pourrait, également, définir une bande passante d'une

antenne en indiquant la variation de fréquence 2 δ F pour laquelle la résistance de rayonnement reste dans les limites déterminées par la valeur maximale de taux d'ondes stationnaires que l'on s'est fixée, c'est-à-dire l'importance de la désadaptation entre l'antenne et son « feeder ».

Afin de voir les effets de la désadaptation entre l'aérien et son « feeder », reprenons le schéma de la figure 15-9. Si nous supposons que l'émetteur fonctionne à sa fréquence de résonance ($X_e = 0$) et que la ligne de transmission est parfaitement adaptée à sa sortie (impédance de sortie de l'émetteur et impédance caractéristique de la ligne égales à Z_c), la condition d'utilisation optimale de l'énergie sera remplie si l'antenne travaille à la résonance ($X_a = 0$) et si la somme de sa résistance de pertes et de sa résistance de rayonnement est égale à Z_c (fig. 15-14).

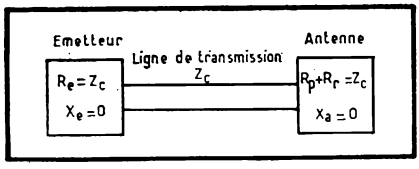


Fig. 15-14. — Conditions d'adaptation émetteur-ligne de transmission-aérien.

Si l'antenne présente un terme réactif ($X_a \neq 0$) et si ($R_r + R_p$) est différent de Z_c, il y a désadaptation et une certaine fraction de l'énergie fournie par l'émetteur est réfléchie au niveau de la jonction ligne-antenne. L'onde réfléchie interfère avec l'onde directe, ce qui a pour conséquence une perte de rendement dans le sens ligne-antenne (émission) ou antenne-ligne (réception), l'apparition de phénomènes d'« échos de câble » en réception et des surtensions, pouvant entraîner des claquages de la ligne de transmission, en émission. On définit par le terme de *coefficient de réflexion en tension* le rapport suivant donné, en valeur absolue, par la relation

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_r + R_p - Z_c)^2 + X_a^2}{(R_r + R_p + Z_c)^2 + X_a^2}}.$$

En supposant que l'aérien est à la résonance ($X_a = 0$) et que la résistance de pertes est négligeable ($R_p \# 0$), on peut simplifier cette relation comme suit :

$$|\Gamma| = \frac{R_r - Z_c}{R_r + Z_c}.$$

Exprimé en rapport de puissances (puissance fournie/puissance transmise) le coefficient de réflexion est égale à Γ^2.

On peut encore définir la qualité d'adaptation en indiquant le *taux d'ondes stationnaires* ou *T.O.S.* dont la valeur est donnée par la relation suivante :

$$\tau = \frac{I_{max.} + I_{min.}}{I_{max.} - I_{min.}}.$$

$I_{max.}$ étant la valeur mesurée à un ventre de courant et $I_{min.}$, la valeur mesurée à un nœud de courant (égale à 0, lorsque l'onde se propage normalement, sans se heurter à une rupture d'impédance au niveau de la jonction ligne-antenne, ainsi que nous l'avons vu au début de ce chapitre).

Le taux d'ondes stationnaires est lié au coefficient de réflexion par la relation

$$\tau = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}.$$

Dans le tableau suivant, nous indiquons les correspondances entre coefficients de réflexion Γ, taux d'ondes stationnaires τ, coefficients de puissance transmise T et affaiblissements de puissance en décibels.

Γ	T.O.S.	T	dB
1	+ ∞	0	— ∞
0,950	38,2	0,1	— 10
0,920	24	0,15	— 8,25
0,890	18	0,20	— 7
0,865	13,8	0,25	— 6
0,830	10,6	0,30	— 5
0,800	9,2	0,35	— 4,55
0,770	7,9	0,40	— 4
0,740	6,8	0,45	— 3,5
0,700	5,8	0,50	— 3
0,670	5	0,55	— 2,6
0,630	4,4	0,60	— 2,2
0,590	3,9	0,65	— 1,9
0,550	3,48	0,70	— 1,55
0,500	3	0,75	— 1,25
0,450	2,65	0,80	— 1
0,390	2,26	0,85	— 0,70
0,316	1,92	0,90	— 0,46
0,300	1,86	0,91	— 0,41
0,283	1,80	0,92	— 0,36
0,265	1,73	0,93	— 0,31
0,245	1,65	0,94	— 0,27
0,224	1,58	0,95	— 0,23
0,200	1,50	0,96	— 0,18
0,173	1,42	0,97	— 0,13
0,141	1,33	0,98	— 0,09
0,100	1,22	0,99	— 0,04
0	1	1	— 0

$$\Gamma = (\text{T.O.S.} - 1) / (\text{T.O.S.} + 1) = \sqrt{1 - T}$$

$$\tau = \text{T.O.S.} = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma) = (1 + \sqrt{1 - T}) / (1 - \sqrt{1 - T})$$

$$T = 1 - \Gamma^2 = 4\,\text{T.O.S.} / (\text{T.O.S.} + 1)^2$$

$$\text{dB} = -10 \log\, 1 / (1 - \Gamma)^2 = -10 \log (\text{T.O.S.} + 1)^2 / 4\,\text{T.O.S.} = -10 \log 1/T$$

La qualité optimale d'adaptation est obtenue lorsque $\Gamma = 0$ ou que $\tau = 1$, $T = 1$. Dans la pratique, on tolère, à la réception, des taux d'ondes stationnaires de l'ordre de 1,2 à 2, entraînant des affaiblissements de puissance de — 0,04 à — 0,5 dB environ.

Lorsque l'aérien est constitué, non plus par un simple dipôle, mais, comme c'est le plus souvent le cas, par des groupements d'éléments actifs et passifs, sa résistance de rayonnement n'est plus calculable si le nombre de constituants dépasse trois. Nous verrons, dans les paragraphes suivants, les valeurs

d'impédances de différents types d'antennes, valeurs le plus souvent déterminées au moyen d'abaques établies empiriquement.

L'adjonction d'éléments passifs ou le groupement d'éléments actifs permettent de faire varier l'impédance de l'aérien. Ce moyen peut être utilisé pour réaliser l'adaptation avec une ligne de transmission d'impédance caractéristique donnée.

Une autre méthode d'adaptation consiste à intercaler, entre la ligne et l'antenne, un dispositif amenant l'impédance de cette dernière à la même valeur que l'impédance caractéristique de la ligne, pour une fréquence ou une bande de fréquences déterminées. Un procédé, très classique, fait appel à la propriété qu'ont les lignes de transmission (bifilaires ou coaxiales) de constituer, lorsque leur longueur est dans un rapport déterminé avec la longueur d'onde, des transformateurs d'impédance. L'application la plus connue est le transformateur *quart d'onde,* constitué par une section de ligne d'impédance Z_{tr} telle que

$$Z_{tr} = \sqrt{R_r . Z_c},$$

Z_c et R_r étant respectivement les impédances (purement ohmiques) de la ligne de transmission et de l'antenne, par exemple.

La longueur de la section de ligne utilisée doit être égale à $\lambda/4$ (fig. 15-15).

On peut encore utiliser des *autotransformateurs* (fig. 15-16), le rapport des impédances d'entrée et de sortie étant égal au carré du rapport de transformation, ou des *transformateurs du type « Guannella »* (fig. 15-17), présentant un rapport d'impédances égal à quatre et offrant l'intérêt d'avoir une bande passante très large.

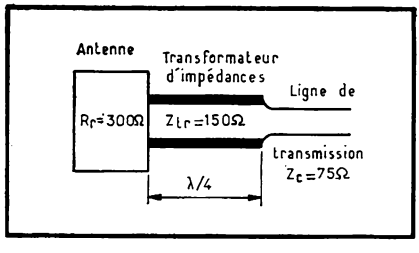


Fig. 15-15. — Principe d'un transformateur d'impédances en quart d'onde.

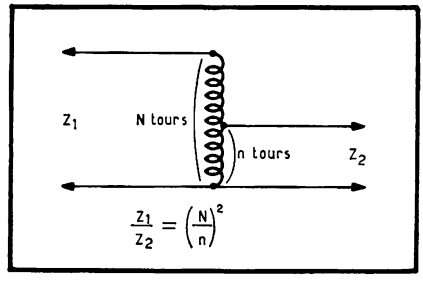


Fig. 15-16. — Autotransformateur d'adaptation.

Enfin, l'adaptation est parfois réalisée au moyen d'éléments réactifs judicieusement choisis, compensant, en outre, les variations de réactance de l'antenne, de part et d'autre de sa fréquence de résonance, afin d'augmenter la largeur de sa bande passante.

3. — Différents types d'aériens

Ainsi que nous l'avons précisé au début de ce chapitre, la géométrie et les dimensions des antennes dépendent essentiellement de la gamme de fréquences de travail envisagée et de la fonction à laquelle on les assigne.

Les aériens utilisés, en réception comme en émission, pour les liaisons par faisceaux hertziens doivent être très directifs; ceux équipant les émetteurs de diffusion sont généralement omnidirectionnels, ou, tout au moins, présentent des diagrammes de rayonnement à larges « lobes », afin de couvrir la plus grande superficie possible. Notons, cependant, que ces lobes sont parfois orientés dans des directions préférentielles, compte tenu du relief du terrain, de la démographie de la région desservie, de l'emplacement des frontières, etc. Enfin, on s'efforce d'obtenir un diagramme aussi directif que possible pour les aériens de réception, afin d'éliminer les ondes parasites provenant d'autres directions que celle de l'émetteur.

3-1. — *ANTENNES COMPOSÉES A PARTIR DE DOUBLETS*

Les propriétés du doublet demi-onde ont été précédemment exposées. Nous savons que son impédance d'entrée, à la résonance, est voisine de 70 Ω.

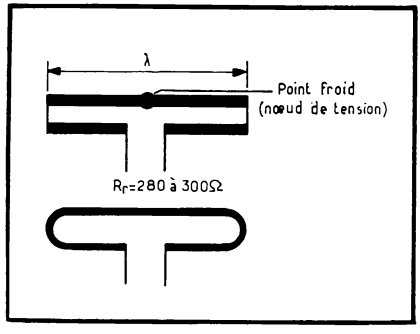


Fig. 15-17. — Transformateur d'adaptation du type Guannella.

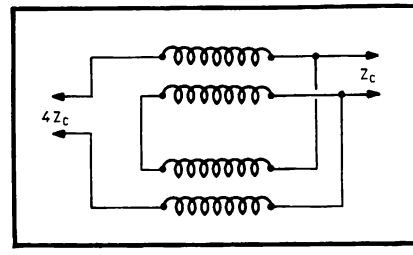


Fig. 15-18. — Deux types de dipôles demi-onde repliés.

Rappelons, d'autre part, que les doublets à onde entière ont une résistance de rayonnement étroitement dépendante du rapport longueur/diamètre du brin rayonnant. Les variations de cette résistance et de la partie réactive de l'impédance, pour un même écart relatif de fréquence, sont d'autant plus faibles que le rapport *l/d* est faible. On met à profit cette propriété, à l'émission, pour réaliser des antennes à large bande passante.

On peut réaliser un *dipôle demi-onde replié* (*trombone*) comme l'indique la figure 15-18. La résistance de rayonnement d'un tel dipôle est à peu près égale à quatre fois celle d'un dipôle simple, soit 280 à 300 Ω. Notons que le milieu du brin replié correspond à un nœud de tension, de même que le milieu du dipôle simple, et qu'il peut donc être relié à la masse sans aucun inconvénient. Un des avantages offerts par l'augmentation de la résistance d'entrée est que l'on peut ainsi compenser la diminution de cette résistance, entraînée par l'utilisation de brins passifs à proximité du doublet. Ces brins ont pour fonction, comme nous le verrons pour l'antenne Yagi, soit de réfléchir l'onde avant vers le dipôle actif et d'améliorer le rapport AV/AR, soit d'augmenter la directivité (et donc le gain) de l'antenne.

3-1-1. — *Panneaux de doublets à onde entière*

Les doublets à onde entière sont rarement utilisés seuls. L'unité type d'antenne (d'émission) est généralement constituée par quatre doublets à onde entière, situés dans un même plan vertical, devant un panneau réflecteur (fig. 15-19). Les doublets étant ici horizontaux, la polarisation est horizontale. Dans le cas où l'on désire une polarisation verticale, on dispose les doublets verticalement (fig. 15-20).

Afin d'obtenir l'impédance et la bande passante convenables, on choisit un rapport longueur/diamètre de chaque doublet compris entre 20 et 30. Le facteur de raccourcissement est alors de l'ordre de 0,7. L'écart entre deux doublets est d'environ une demi-longueur d'onde : il est déterminé de manière à obtenir un couplage favorisant l'élargissement de la bande passante. Pour profiter du renforcement de l'onde directe par l'onde réfléchie, les doublets sont disposés à une distance $\lambda/4$ du panneau réflecteur (la rotation de $\pi/2$ due à la réflexion + la rotation de $\pi/2$ due à la différence de trajet $2\ \lambda/4$ font que l'onde réfléchie se retrouve en phase avec l'onde directe). Le panneau réflecteur est constitué par des tubes métalliques parallèles aux doublets et espacés les uns des autres d'un dixième de la longueur d'onde, environ; on peut également le réaliser avec un grillage à fils, suffisamment rigide, ou avec de la tôle déployée.

La figure 15-21 indique la façon suivant laquelle sont alimentés les dou-

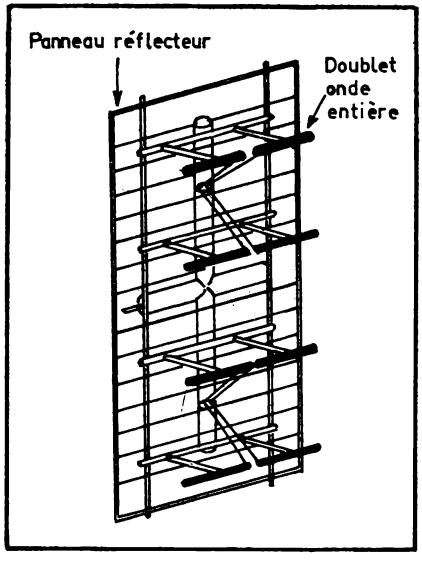


Fig. 15-19, ci-dessus. — Panneau de doublets à onde entière, à polarisation horizontale.

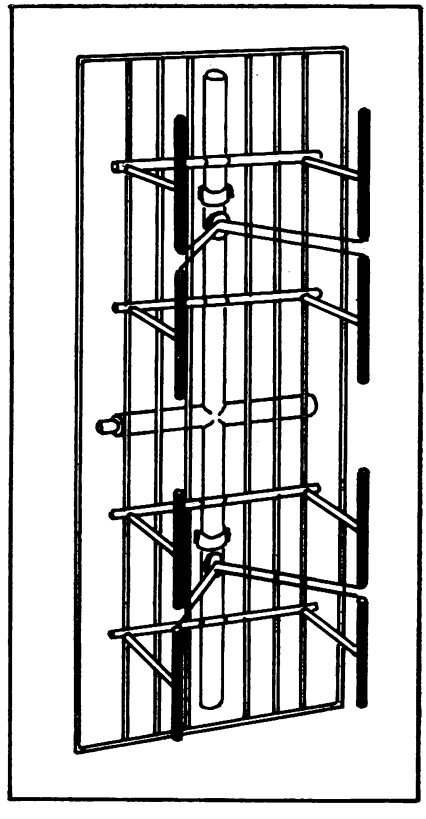
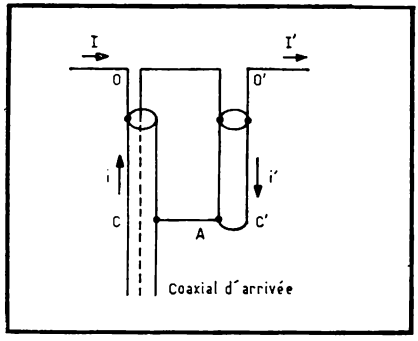


Fig. 15-20, ci-contre. — Même type d'aérien que dans la figure précédente, mais à polarisation verticale.

blets. Les deux doublets supérieurs sont alimentés par deux lignes bifilaires, de longueurs égales, issues d'un même point O_1. Les deux doublets inférieurs sont, de même, alimentés par deux lignes bifilaires issues du point O_2. Les impédances caractéristiques de ces lignes sont égales à l'impédance Z de chaque doublet. L'impédance des lignes bifilaires, de mêmes longueurs, réunissant O_1 et O_2 au point d'alimentation est donc égale à Z/2. Enfin, l'impédance au point d'alimentation est égale à Z/4. Un dispositif symétrique-asymétrique permet d'utiliser un « feeder » coaxial pour l'alimentation du panneau.

Fig. 15-21. — Système d'alimentation des doublets des figures 15-19 et 15-20.



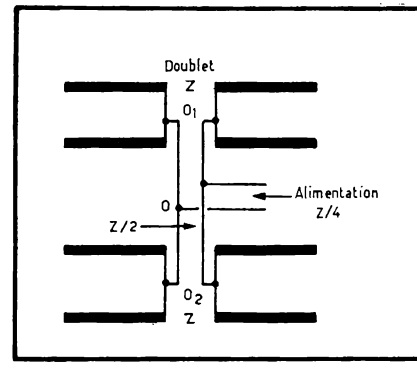


Fig. 15-22. — Dispositif de passage symétrique-asymétrique.

La figure 15-22 illustre un exemple de dispositif de passage symétrique-asymétrique. Ce dispositif est constitué par un conducteur de même diamètre que le câble coaxial d'alimentation d'antenne et parallèle à lui. Son extrémité inférieure C' est reliée à la gaine du coaxial en C; son extrémité supérieure O' est reliée à l'âme du coaxial et à l'une des bornes d'entrée de l'antenne. La gaine du coaxial, à sa terminaison, est reliée à l'autre borne d'antenne O. Les deux tronçons, OC et O'C', forment une ligne bifilaire court-circuitée à son extrémité inférieure A. Le régime d'ondes stationnaires qui s'y établit fait qu'en toute section perpendiculaire à OC et O'C', les courants sur ces deux tronçons vont être de sens contraire, de même que les potentiels. En particulier, en O et en O' apparaissent des courants opposés

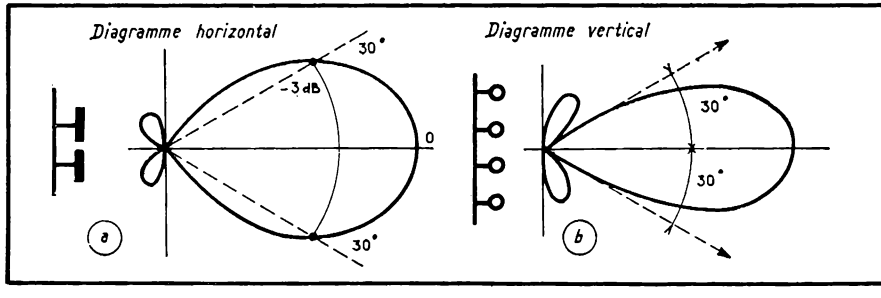


Fig. 15-23. — Exemple type de diagrammes horizontal (a) et vertical (b) de panneaux à quatre doublets à onde entière.

sous des tensions opposées. La symétrisation est donc réalisée. Notons qu'il n'est pas nécessaire que la longueur OA soit exactement égale à $\lambda/4$ pour obtenir cet effet; il suffit que OA soit suffisamment grand par rapport à CC', afin qu'un régime de ligne puisse s'établir dans OC et O'C'. Ce type de symétriseur est donc à très large bande.

Les diagrammes de rayonnement (fig. 15-23) des panneaux à quatre doublets à onde entière sont assez directifs : en polarisation horizontale, le diagramme horizontal présente un angle d'ouverture (à 3 dB) de $\pm$ 30° environ. Pour obtenir le diagramme global permettant de couvrir un territoire donné, on associe plusieurs panneaux disposés autour d'un pylône (angle d'ouverture horizontal plus grand). Enfin, pour augmenter le gain dans chaque direction privilégiée, on peut superposer jusqu'à huit panneaux sur une même verticale, ce qui a pour effet de diminuer l'angle d'ouverture vertical (fig. 15-24). La figure 15-25 montre un exemple de diagramme de rayonnement obtenu en utilisant simultanément ces deux types d'association de panneaux et en jouant sur la répartition des puissances fournies à chaque groupe de panneaux.

3-1-2. — *Antennes Yagi*

L'antenne Yagi est constituée par un élément actif, doublet demi-onde simple ou replié, associé à un ou plusieurs éléments passifs, en $\lambda/2$, parallèles au doublet et jouant le rôle de réflecteurs ou de directeurs. Notons que le montage mécanique de ces brins passifs est facilité par le fait que leur centre est un point froid (nœud de tension) et peut donc être utilisé pour leur fixation. La figure 15-26 indique la constitution de principe d'une antenne Yagi, le nombre d'éléments pouvant évidemment être augmenté ou diminué, suivant le gain et la directivité requis.

On trouvera, dans le tableau de la figure 15-27, les caractéristiques de directivité, d'impédance et de gain de différents modèles d'antennes Yagi. Les relations permettant de calculer les longueurs des brins et leurs intervalles, relations établies empiriquement, sont données ci-après. Notons, tout d'abord, que la vitesse de l'onde électromagnétique étant légèrement plus faible dans un conducteur métallique que dans l'air, la longueur A du dipôle

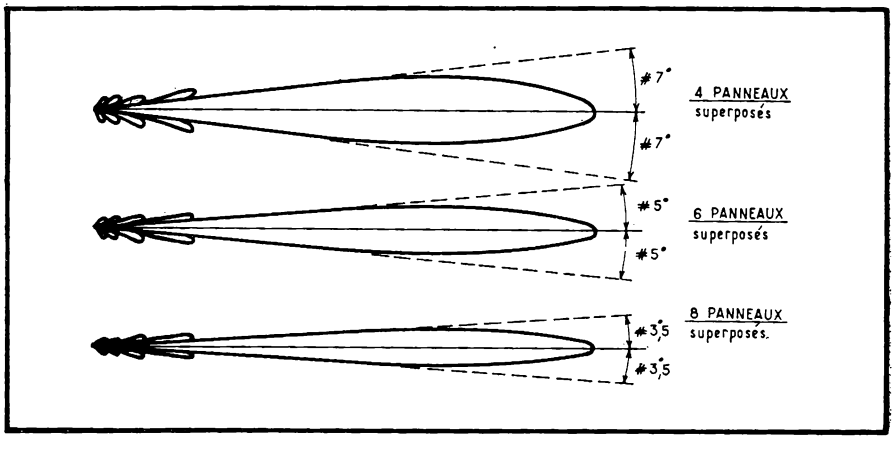


Fig. 15-24. — En superposant plusieurs panneaux de doublets à onde entière, on obtient un ensemble à rayonnement très directif.

est plus petite que la demi-longueur d'onde. Pour le dipôle droit, on peut appliquer la relation suivante donnant sa longueur A

$$A = \frac{141}{f},$$

avec A en mètres et f en mégahertz, et, pour le dipôle replié

$$A = \frac{\lambda}{2} - \frac{0{,}94\,\lambda}{4},$$

avec A et λ dans les mêmes unités.

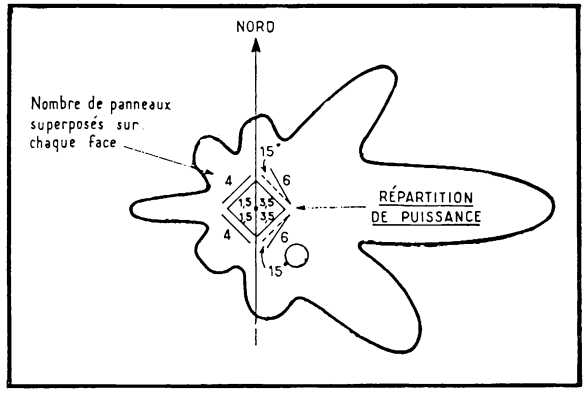


Fig. 15-25. — En jouant sur le type d'association de panneaux de doublets, sur leur nombre (valeurs indiquées autour du carré central) et sur la répartition des puissances (valeurs indiquées à l'intérieur du carré), on obtient la forme désirée pour le diagramme de rayonnement de l'ensemble.

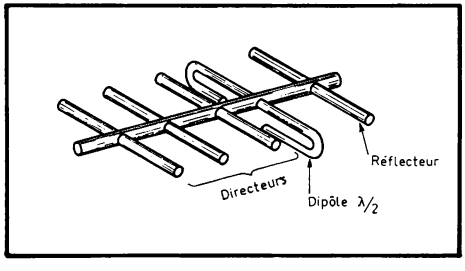


Fig. 15-26. — Constitution d'une antenne Yagi.

La valeur optimale du rayon de courbure du dipôle replié est d'environ 2,5 fois le diamètre du tube utilisé. Rappelons que l'impédance du doublet varie en fonction du rapport λ/d. Pratiquement, ce rapport est choisi entre 300 et 1000.

La longueur du réflecteur peut être calculée à partir de la relation

$$B = 150/f,$$

et celle du premier directeur par la relation

$$E = 138/f.$$

Ces longueurs sont données en mètres si f est exprimée en mégahertz. Chaque directeur supplémentaire doit être de 1 % environ plus court que le précédent. Enfin, les distances entre les différents éléments sont

$$C = 75/f;$$
$$C_1 = 45/f;$$
$$C_2 = 30/f.$$

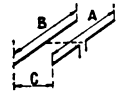
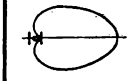
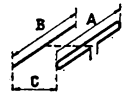
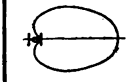
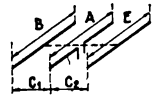
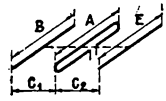
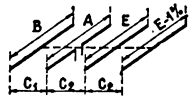
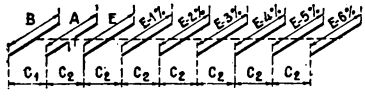
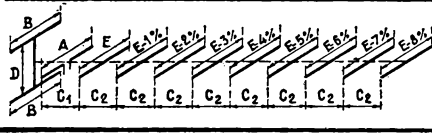
TYPE D'ANTENNE	STRUCTURE ET DIMENSIONS	Diagramme de directivité	Impédance (Ω)	Gain (dB)
Dipôle droit ——— Dipôle replié			60 à 65 ——— 240 à 260	0
Dipôle droit av. réflecteur			60	4
Dipôle replié av. réflecteur			240	4
Dipôle droit av. réflecteur et un directeur			20 à 30	4 à 6
Dipôle replié av. réflecteur et un directeur			80 à 120	4 à 6
Dipôle droit av. réflecteur et deux directeurs			10 à 15	8 à 10
Dipôle replié av. réflecteur et deux directeurs			40 à 60	8 à 10
Dipôle droit avec sept directeurs et un réflecteur			10	10 à 11
Dipôle droit avec neufs directeurs et deux réflecteurs			10	12 à 13

Fig. 15-27. — Dimensions des brins et caractéristiques de différents modèles d'antennes Yagi.

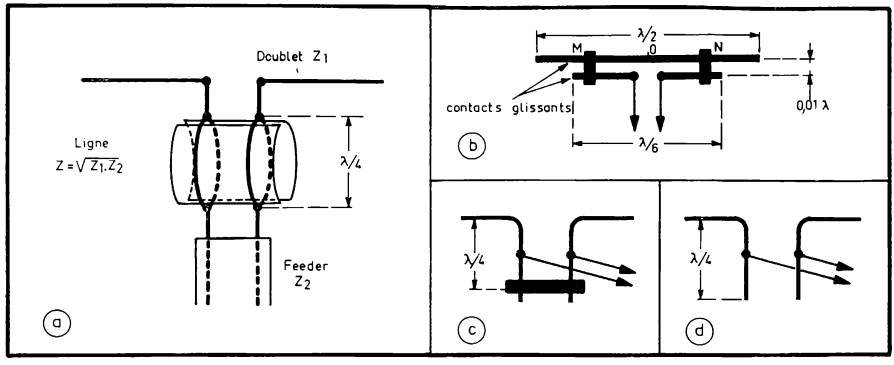


Fig. 15-28. — Adaptation de la ligne de transmission à l'aérien par ligne en quart d'onde (**a**), par transformateur en T (**b**) (contrairement à ce qui est indiqué sur le dessin, c'est la longueur de chaque segment inférieur qui est égale à $\lambda/6$ et non la longueur totale), par ligne quart d'onde en dérivation (**c** et **d**).

Les résultats indiqués dans la figure 15-27 montrent qu'avec les dimensions adoptées ici, la résistance de rayonnement de l'antenne diminue lorsque le nombre de brins passifs augmente. C'est une des raisons pour lesquelles on adopte, généralement, un dipôle replié dont l'impédance est quatre fois plus élevée que celle d'un dipôle droit.

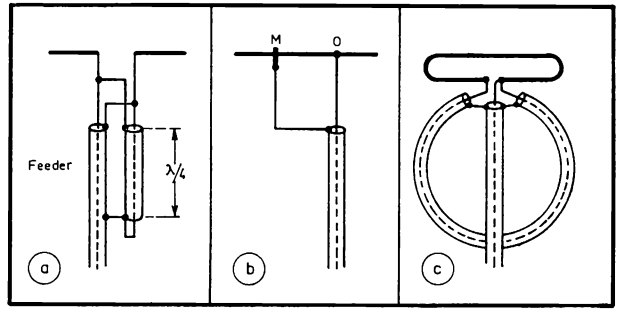


Fig. 15-29. — Différents types de passages symétrique-asymétrique : balun (**a**), transformateur d'impédances en T (**b**), boucle coaxiale (**c**).

Le plus souvent, l'impédance de l'antenne ne correspond pas à celle de sa ligne d'alimentation. Il faut donc réaliser une adaptation des impédances. La figure 15-28 illustre quelques-uns des procédés qui sont employés à cet effet. On peut utiliser un tronçon de *ligne* de liaison *en quart d'onde* (fig. 15-28*a*) dont l'impédance est

$$Z = \sqrt{Z_1 . Z_2},$$

Z_1 et Z_2 étant respectivement les impédances de l'aérien et du feeder.

On peut aussi utiliser un *transformateur en T* (fig. 15-28*b*), en équipant ce montage avec des contacts glissants permettant d'établir expérimentalement la position optimale des points de connexion M et N pour obtenir une impédance donnée. M et N seront d'autant plus écartés que le nombre d'éléments de l'antenne est plus grand et que, par conséquent, son impédance propre est plus faible.

On peut encore mettre à profit les effets d'une *ligne quart d'onde en dérivation :* si l'on doit adapter une forte impédance d'antenne à une faible impédance de câble, la ligne en dérivation sera court-circuitée (fig. 15-28*c*) ; si l'on est dans le cas inverse, la ligne en dérivation sera laissée ouverte (fig. 15-28*d*).

Pour réaliser une *jonction symétrique - asymétrique*, divers dispositifs peuvent également être adoptés. La figure 15-29*a* montre un exemple de réalisation, connue sous le nom de *bazooka* ou *balun*, utilisant une ligne quart d'onde court-circuitée, assez semblable au symétriseur déjà décrit dans le paragraphe précédent. La figure 15-29*b* illustre une forme dérivée du transformateur d'impédances en T, assurant à la fois l'adaptation et le passage symétrique - asymétrique. Enfin, un tronçon de ligne coaxiale, disposé en boucle entre les deux bornes d'antenne (fig. 15-29*c*), peut assurer également ces deux fonctions; la longueur de la boucle est plus courte que la demi-longueur d'onde.

Les antennes Yagi sont utilisées presque systématiquement en réception, compte tenu de leur simplicité mécanique et de leur faible prix de revient. Elles sont parfois employées en émission, pour des puissances ne dépassant pas une dizaine de watts.

La bande passante des antennes du type Yagi est relativement étroite, en raison de la précision avec laquelle doivent être ajustés les différents éléments, dont les dimensions et les intervalles sont assez critiques et étroitement dépendants de la longueur d'onde.

3-1-3. — *Antenne dièdre.*

L'antenne dièdre comporte un doublet demi-onde placé dans le plan bisecteur d'un dièdre droit formant réflecteur et constitué par des tubes parallèles au doublet (fig. 15-30).

Ce type d'antenne est assez directif (gain de l'ordre de 9 dB par rapport à l'antenne isotrope). Il est quelquefois employé en réception (U.H.F.), plus souvent en émission.

3-1-4 — *Antenne parabolique*

Cet aérien constitue un perfectionnement de l'antenne dièdre. Il comporte un réflecteur de forme parabolique, en treillage fin ou en tôle, dont les effets sont analogues à ceux d'un miroir concave en optique (fig. 15-31). Le doublet demi-onde est disposé au foyer du miroir et ne rayonne que vers ce dernier; un second miroir, placé en avant du doublet, concentre vers la parabole l'énergie émise vers l'avant par le doublet.

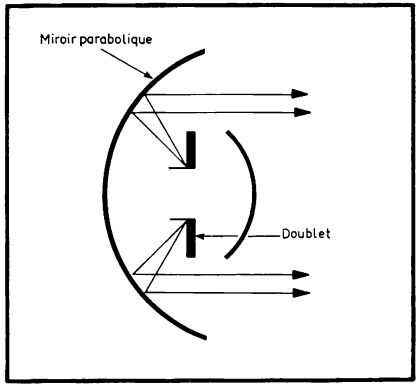
Les antennes paraboliques, très directives (angle d'ouverture de quelques degrés seulement), sont largement utilisées dans les matériels de liaison par faisceaux hertziens.

3-2. — *AUTRES TYPES D'ANTENNES*

Le nombre d'aériens de types différents est évidemment trop élevé pour que nous puissions les citer tous ici. Pour les applications à la télévision, la plupart des modèles existants sont d'ailleurs dérivés des antennes à doublet demi-onde ou onde entière que nous avons étudiées dans les paragraphes précédents. Nous nous contenterons donc de donner rapidement les caractéristiques essentielles de quelques aériens parmi les plus répandus, en dehors de ces modèles classiques.

L'*antenne tourniquet* (fig. 15-32) est constituée par deux doublets demi-onde horizontaux situés dans le même plan et perpendiculaires entre eux. Ces doublets sont alimentés en quadrature de phase, ce qui permet d'obtenir un diagramme de rayonnement horizontal presque circulaire. Pour améliorer le gain dans le plan horizontal, on peut superposer plusieurs étages de tour-

Fig. 15-30. — Modèle d'antenne dièdre.



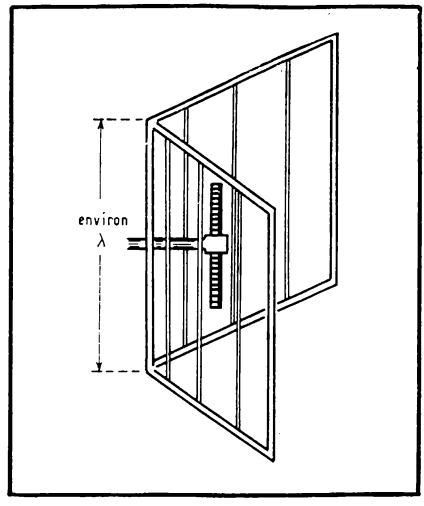


Fig. 15-31. — Antenne de type parabolique.

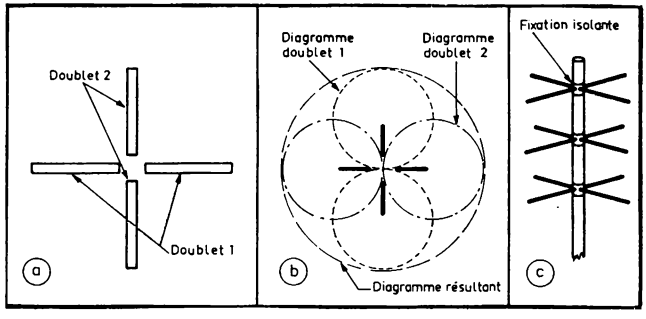


Fig. 15-32. — Constitution (a), diagramme de rayonnement (b) et association (c) d'antennes tourniquets.

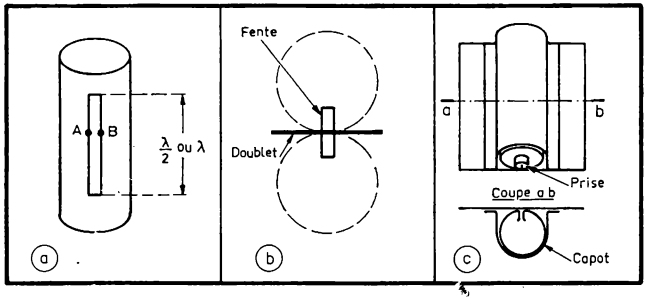


Fig. 15-33. — Principe de constitution (a), diagramme de rayonnement (b) et détails de réalisation mécanique (c) d'une antenne cylindrique à fente.

niquets, en les espaçant de λ/2. La bande passante de cet aérien est assez large, ce qui favorise son emploi en émission TV.

L'*antenne cylindrique à fente* (fig. 15-33) comporte un cylindre fendu suivant une génératrice. Si le raccordement de la ligne d'alimentation est fait au milieu de la fente, cette dernière rayonne comme un doublet qui lui serait

perpendiculaire, dans le plan tangent au cylindre suivant la génératrice où est pratiquée la fente. La bande passante d'un tel aérien est particulièrement large, puisque, pour toute la bande III, le taux d'ondes stationnaires est, au plus, égal à 1,25. En superposant sur le même axe vertical plusieurs cylindres à fentes, on peut obtenir un angle d'ouverture très étroit.

L'*antenne papillon* (fig. 15-34) est une sorte d'antenne plane à fente. Elle est réalisée par une « surface », constituée en réalité par un certain nombre de tubes conducteurs parallèles, au centre de laquelle est réservée une fente. La forme spéciale, en ailes de papillon, des contours de cette surface a été

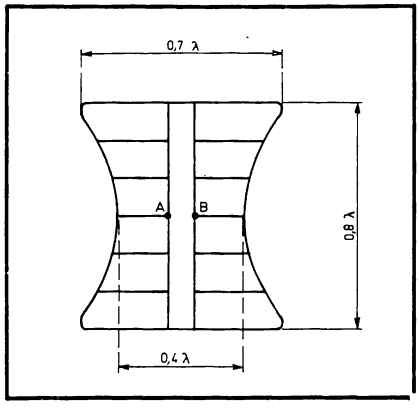


Fig. 15-34. — Constitution d'une antenne papillon.

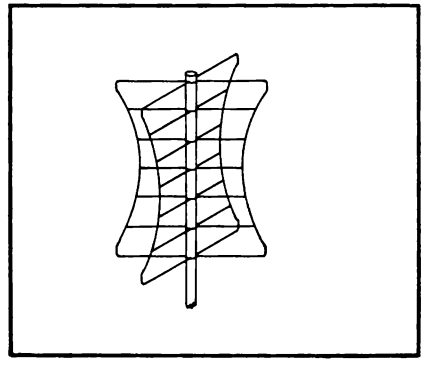


Fig. 15-35. — Antenne supertourniquet.

déterminée pour améliorer la largeur de bande. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est à peu près le même que celui de deux doublets demi-onde, placés dans le plan du papillon et perpendiculaires à la fente, distants l'un de l'autre de $\lambda/2$. Le gain obtenu dans la direction perpendiculaire au papillon est d'environ 5 dB (par rapport à l'antenne isotrope).

Deux autres types d'aériens peuvent être constitués à partir de l'élément « papillon » : le *supertourniquet* (fig. 15-35), comportant deux papillons à angle droit, alimentés en quadrature de phase comme l'antenne tourniquet, et le *panneau de papillons,* conçu comme le panneau de doublets, mais où ces derniers sont remplacés par des éléments papillons. Ces deux modèles ont des bandes passantes légèrement inférieures au panneau de doublets.

LES CIRCUITS DE RÉCEPTION

CHAPITRE 16

ÉTUDE DU SCHÉMA SYNOPTIQUE D'UN TÉLÉVISEUR

Dans ce chapitre d'introduction aux circuits de réception, nous décrirons le récepteur de télévision dans ses grandes lignes pour donner une vue d'ensemble de sa constitution; puis, nous l'analyserons, étape par étape, dans les chapitres ultérieurs. Pour effectuer cette analyse nous nous aiderons du schéma synoptique encarté à la fin de ce livre.

Quatre grandes parties composent un téléviseur noir-blanc : antenne; chaînes d'amplification images et son; circuits assurant le balayage; alimentation. Un téléviseur trichrome possède, en outre, un décodeur (N.T.S.C., PAL *ou* SECAM) *et divers circuits supplémentaires (convergence, régulation de T.H.T., entre autres). Nous allons examiner le rôle de chacune de ces parties.*

1. — Antenne

Nous avons étudié cette première partie d'un récepteur dans le précédent chapitre. Il faut bien noter que l'antenne est inséparable du téléviseur, en ce sens qu'elle doit être adaptée à celui-ci aussi parfaitement que possible. Une mauvaise adaptation, une antenne à gain insuffisant perturbent la réception de sorte que, quelle que soit la qualité du téléviseur, le résultat — c'est-à-dire, en fin de compte, l'image sur l'écran — ne sera pas satisfaisant.

2. — Amplification

La puissance fournie par l'antenne est extrêmement faible; de l'ordre des nanowatts (1 nW $=$ 10^{-9} W). Calculons, par exemple, le gain nécessaire pour qu'un signal, reçu sur une résistance de 75 Ω et de 1 mV d'amplitude, puisse moduler un tube-images exigeant 50 V sur une résistance de 2 kΩ. La puissance reçue et celle demandée peuvent être calculées aisément par la relation $P = U^2/R$. On trouve respectivement 13,3 nW et 1,25 W. Le gain en puissance devra donc être de $1{,}25/(13{,}3.10^{-9})$, soit environ 100 millions.

Il n'est pas possible d'obtenir une telle amplification avec un petit nombre d'étages amplificateurs. D'autre part, la technique de l'amplification directe

est à rejeter, car, étant donné la large bande de fréquences à amplifier, le gain par étage sera trop réduit. En outre, les fréquences en jeu étant élevées, il se pose de nombreux problèmes de couplages parasites qui rendent la réalisation des amplificateurs extrêmement difficile. Ainsi, on est vite conduit à une impasse.

Il convient, cependant, de noter que, dans les premiers temps de la télévision, certains récepteurs faisaient appel à l'amplification directe. Ces appareils fonctionnaient en bande I sur un seul canal — il n'y avait donc pas de commutations dans les amplificateurs, commutations qui sont souvent cause de mauvais fonctionnement. En revanche, il fallait que l'antenne se trouve dans un champ très fort, puisque le récepteur manquait de sensibilité.

La technique de l'amplification directe est totalement abandonnée au profit du « superhétérodyne » dont on analysera les avantages plus loin.

2-1. — *SÉLECTEURS V.H.F. ET U.H.F.*

Le superhétérodyne, inventé en 1917 par Lucien Lévy, transforme la bande de fréquences reçues en une autre bande de fréquences, comprises entre deux valeurs fixes. Ainsi, quelle que soit la bande de fréquences reçues, on obtient, à la sortie du superhétérodyne, toujours la même bande de fréquences à amplifier. Ce changement de fréquence — l'expression « changeur de fréquence » s'est d'ailleurs substituée au terme « superhétérodyne » — est réalisé par deux étages : un *oscillateur local,* accordé sur une fréquence telle que la différence entre la porteuse vision et sa propre fréquence d'oscillation soit toujours la même (28,05 MHz pour le 819 l.), et un *mélangeur* qui reçoit les tensions de l'oscillateur local et celles en provenance de l'antenne. C'est dans cet étage que s'effectue la « soustraction » des fréquences; à sa sortie, on recueille une bande de fréquences de largeur constante « calée » sur 28,05 MHz.

Le changeur de fréquence n'est pas le premier étage que l'on trouve dans un téléviseur; en effet, il est précédé d'un amplificateur V.H.F. ou U.H.F. accordé sur le canal à recevoir. Le rôle de cet amplificateur est double : il sert d'étage adaptateur d'impédances et il fixe le facteur de bruit du récepteur. De plus, il procure une première amplification des signaux reçus; il améliore le tri effectué par l'antenne entre toutes les ondes électromagnétiques que celle-ci reçoit, ou effectue ce tri lui-même si l'antenne est à large bande.

Les sélecteurs V.H.F. et U.H.F. sont donc composés de trois étages : amplificateur, oscillateur local et mélangeur, et fournissent des signaux compris dans une gamme de fréquences de largeur constante.

2-2. — *AMPLIFICATEUR F.I.*

L'amplificateur F.I. (F.I. est le sigle de « fréquence intermédiaire ») a toujours la même bande de fréquences à amplifier grâce au changement de fréquence qui a été effectué dans le sélecteur. Il ne comporte pas de commutation, ce qui rend sa réalisation aisée, d'autant plus que les fréquences qu'il est chargé d'amplifier ne sont pas très élevées, du moins relativement, puisqu'elles sont de l'ordre de 35 MHz au lieu de 200 à 800 MHz. On verra que l'amplificateur F.I. procure la majeure partie du gain — plus de la moitié. De ce fait, il est composé de plusieurs étages : deux au minimum, mais pouvant aller jusqu'à quatre avec les transistors. La bande de fréquences à amplifier étant large et le gain inversement proportionnel à la largeur de la bande à amplifier, pour obtenir un gain suffisant par étage, il faudra faire appel à des techniques particulières que nous analyserons ultérieurement.

On peut voir, sur le synoptique, que deux cas peuvent se présenter selon que la modulation du son est faite en fréquence ou en amplitude. Dans le premier cas, l'amplificateur F.I. amplifie tous les signaux compris dans le canal de réception, et les voies son et vision ne sont séparées qu'à sa sortie; c'est le procédé dit *interporteuse* (traduction littérale du terme anglo-saxon « intercarrier »). Dans le second cas, au contraire, on sépare les deux voies dès l'entrée de l'amplificateur F.I. vision, et on place dans celui-ci des circuits, appelés *réjecteurs son*, qui étouffent les informations résiduelles du son.

Les raisons de ces différences de méthode sont dues au type de modulation de la porteuse son, et à l'étage détecteur qui suit l'amplificateur F.I. vision. En effet, ce détecteur est sensible aux variations d'amplitude et non à celles de fréquence. Lorsque le son est modulé en fréquence, le résultat de la détection est une tension continue qui ne perturbe pas l'étage de commande du tube-images, tout au moins en première approximation.

Lorsque le son est modulé en amplitude, le résultat de la détection est une tension variable. Si l'amplificateur F.I. transmet les informations image et son, il est quasi impossible de les séparer à la détection et il se produit alors un phénomène connu sous l'expression « il y a du son dans l'image », celle-ci étant perturbée par les informations du son.

2-3. — *DÉTECTION IMAGES*

L'étage détecteur images ou « vision » a les mêmes fonctions que celui des récepteurs de radiodiffusion : conserver les informations de modulation B.F., ou plutôt vidéo (du latin *videre* = voir), et les transmettre à l'étage suivant. Mais dans le cas de la télévision, la bande à transmettre est très large (plus de 10 MHz pour le 819 lignes), de sorte qu'un compromis délicat doit être établi entre rendement et bande passante, le premier étant toujours défavorisé par rapport à la seconde.

D'autre part, la détection doit se faire à haut niveau (plus d'un volt dans tous les cas) pour éviter des distorsions, comme nous le verrons ultérieurement. C'est pour cette raison que l'amplificateur F.I. doit avoir un grand gain. Paradoxalement, l'étage détecteur, dont le rôle est simple mais qui n'a rien à voir avec l'amplification, fixe la répartition des gains des différents amplificateurs.

2-4. — *AMPLIFICATEUR VIDÉO*

C'est le dernier amplificateur de la chaîne vision et il est chargé de moduler le cathoscope. Il ne fournit pas de puissance comme un amplificateur B.F., mais il doit amplifier une bande de fréquences qui s'étend du continu à quelque 10,5 MHz dans le cas du standard à 819 lignes.

2-5. — *RÉCEPTEUR SON*

Le récepteur son est, dans son principe, identique à celui d'un récepteur de radiodiffusion. Le changement de fréquence est commun aux voies son et vision. Puis, selon que le son est modulé en fréquence ou en amplitude, il est prélevé après ou avant l'amplificateur F.I. pour les raisons que nous avons exposées précédemment. Les circuits de détection sont différents, suivant le type de modulation adopté pour la porteuse son. En effet, en

présence d'une porteuse son modulée en amplitude, on fera appel à un détecteur sensible aux variations d'amplitude, et par conséquent identique — aux fréquences et à la largeur de bande près — à celui de la chaîne vision; en présence d'une porteuse son modulée en fréquence, on utilisera un démodulateur sensible aux variations de fréquence, démodulateur qui prend alors le nom de *discriminateur*. Puis on trouve un préamplificateur suivi d'un amplificateur B.F. de puissance qui attaque le haut-parleur.

2-6. — *LE PROBLÈME DE LA RÉPARTITION DES GAINS*

La répartition des gains entre les différentes parties de la chaîne d'amplification vision est assez délicate à établir si l'on y fait intervenir des considérations d'économie qui contredisent trop souvent la technique « pure ». En effet, plus on exige de gain d'un amplificateur, plus il est difficile de le réaliser techniquement, mais il est évidemment plus économique que deux étages donnant le même gain. Un compromis raisonnable est néanmoins possible, d'autant plus que les composants actifs ont des performances sans cesse améliorées.

Des considérations techniques entrent également en jeu dans ce problème. L'étage détecteur doit être attaqué avec une certaine tension, au-dessous de laquelle il ne fonctionne pas correctement. L'amplificateur F.I. doit donc lui fournir au moins cette tension.

La détection à très fort niveau entraînerait de nombreuses difficultés techniques du fait de la largeur de bande à transmettre, et des pertes de puissance par trop importantes à cause de son mauvais rendement. D'autre part, l'amplificateur vidéo revenant moins cher que l'amplificateur F.I., il n'y a pas intérêt à faire une détection à trop fort niveau. L'ordre de grandeur des signaux attaquant le dispositif de détection est fixé à environ 2 V crête.

Par ailleurs, en ce qui concerne les étages V.H.F. et U.H.F., on ne peut pas exiger d'eux une importante amplification à cause des difficultés techniques que cela représente (c'est d'ailleurs pourquoi on effectue le changement de fréquence). Toutes ces considérations font que la majeure partie de l'amplification est confiée aux étages F.I. Un certain « classicisme » s'est établi dans la répartition des gains, de sorte qu'on peut dresser le tableau suivant :

	Sélecteur V.H.F. ou U.H.F.	Amplificateur F.I.	Amplificateur vidéo
Gain (dB)	20 à 30	70 à 80	30 à 40
Gain en tension	10 à 30	3 000 à 10 000	30 à 100

2-7. — *LES BANDES PASSANTES*

Alors que, dans un récepteur de radiodiffusion, on cherche à obtenir une courbe de réponse amplitude/fréquence d'une dizaine de kilohertz (modulation d'amplitude) et se rapprochant de la forme rectangulaire, dans un récepteur de télévision, la largeur de bande nécessaire doit être de l'ordre de 10 MHz (standard à 819 l.). C'est là une différence considérable.

Il en existe une deuxième en ce qui concerne l'amplificateur F.I. En effet, sa courbe de réponse doit présenter une pente assez douce du côté de la porteuse vision, puis s'incurver pour retomber brutalement avant la porteuse son, à l'endroit où l'amplificateur F.I. « réjecte » les informations du son. Dans le cas de la porteuse son modulée en fréquence, la courbe de réponse de l'amplificateur F.I. forme un palier du côté de la porteuse son de façon à englober celle-ci assez largement.

Nous verrons par la suite que la pente du côté de la porteuse vision est une caractéristique importante de l'amplificateur F.I., car elle correspond à une compensation de la bande latérale qui a été atténuée lors de l'émission.

L'amplificateur V.H.F. ou U.H.F. possède, lui, une courbe de réponse large, généralement une fois et demie la largeur du canal, et symétrique.

Quant à l'amplificateur vidéo, sa bande passante doit partir théoriquement du continu, rester constante jusqu'à 10,5 MHz (cas du 819 l.), puis descendre lentement au-delà de cette fréquence de manière à ne pas « couper » brusquement les fréquences supérieures.

3. — Production de balayage

La partie « réception » que nous avons analysée jusqu'à présent est, en ce qui concerne son schéma synoptique et en dépit des différences que nous avons soulignées, analogue à celle d'un récepteur de radiodiffusion. Mais celle que nous allons analyser maintenant n'existe évidemment pas dans ce dernier. En ce qui concerne la partie « production du balayage », le schéma synoptique d'un téléviseur est très différent de celui d'un oscilloscope ou d'un radar qui, eux aussi, possèdent des circuits de balayage.

En effet, en télévision, il est nécessaire de synchroniser les balayages à la réception avec ceux de l'émission. On a vu, dans le chapitre 6, que, à cette fin, on transmettait des signaux de synchronisation à chaque début de ligne et à chaque début de trame. Il faut donc extraire ces signaux de synchronisation du signal vidéo complet, puis les diriger vers les circuits à synchroniser.

La production de balayage comprend donc trois grandes parties : une, chargée de la *séparation des signaux de synchronisation*, commune aux deux suivantes qui assurent le *balayage vertical* et le *balayage horizontal.*

3-1. — *SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION*

Cette opération est effectuée par un étage appelé « séparateur » qui élimine du signal vidéo complet tout ce qui concerne l'image, mais conserve les signaux de synchronisation. Il agit à la façon d'un rabot qui couperait tout ce qui dépasse le niveau des signaux de synchronisation.

Cette séparation est nécessaire, car l'étage suivant ne pourrait pas « reconnaître » les signaux de synchronisation de ceux de la modulation vidéo. Même en supposant que cet étage soit capable de reconnaître ces signaux, la présence de la modulation « image » n'est pas souhaitable, car elle déclencherait de façon aléatoire les oscillateurs de relaxation, producteurs des tensions de balayage.

Après cette première opération, il faut trier les signaux en fonction de leur destination : balayage vertical ou balayage horizontal. En ce qui concerne ce dernier, on lui transmet tous les signaux de synchronisation, qu'ils soient de lignes ou de trames, afin que le générateur de lignes conserve une fré-

quence de récurrence constante. Nous justifierons cette nécessité lors de l'étude des relaxateurs.

En ce qui concerne le générateur de trames, il ne faut lui transmettre que les signaux de synchronisation de trames. Ainsi l'*étage trieur* a pour fonction véritable d'éliminer les impulsions de synchronisation de lignes et de transmettre celles de trames au générateur correspondant.

3-2. — *BALAYAGE VERTICAL*

Cette partie du téléviseur est appelée de diverses façons : balayage trames ou images, base de temps verticale, trames ou images.

Elle est composée le plus souvent de deux étages : l'un qui est un *oscillateur à fréquence de trames* (50 Hz en Europe et 60 Hz aux U.S.A.) et qui fournit des tensions en forme de dents de scie; l'autre qui est un *amplificateur de puissance* alimentant le déflecteur vertical.

L'oscillateur est synchronisé avec le balayage de l'émission grâce aux impulsions de trames qu'il reçoit de l'étage trieur.

3-3. — *BALAYAGE HORIZONTAL*

Cette autre partie du téléviseur est appelée encore base de temps lignes. Elle pourrait être constituée de la même façon que la base de temps images en ce sens que deux étages pourraient suffire : un *oscillateur à fréquence lignes* et un *étage de puissance.* Cette méthode a été quelquefois appliquée dans certains récepteurs économiques. Malheureusement, s'il se produit des variations de phase dans les signaux de synchronisation ou dans ceux de l'oscillateur lignes, le fonctionnement du balayage est perturbé de sorte qu'il risque de manquer des lignes dans l'image, l'effet étant quelque peu analogue à celui de « déchirures ».

Pour que le fonctionnement de l'oscillateur lignes soit correct, on le commande par l'intermédiaire d'un *comparateur de phase.* Celui-ci compare la phase des signaux de synchronisation de lignes provenant de la séparation et celle des impulsions prélevées à la sortie de l'amplificateur. Si l'oscillateur est synchronisé avec le balayage à l'émission, le comparateur de phase ne fournit aucun signal; s'il y a désynchronisation, le comparateur corrige l'oscillateur de façon qu'il reprenne sa « bonne » fréquence.

Le comparateur permet, en outre, d'éviter que les parasites ou le bruit ne viennent perturber le fonctionnement du relaxateur lignes.

4. — Alimentation

L'alimentation d'un téléviseur est classique. Elle fournit certes plusieurs tensions, mais elle ne pose pas de problèmes difficiles. Notons cependant que dans les récepteurs transistorisés, elle est toujours stabilisée.

La production de la tension d'anode finale du tube, tension qui est très élevée et qui est appelée T.H.T. (très haute tension) n'incombe pas à l'alimentation proprement dite, ainsi d'ailleurs que certaines tensions relativement élevées (400 V et plus).

On profite des surtensions provoquées, lors du balayage horizontal, par le transformateur de sortie pour créer les quelque 12 à 18 kV nécessaires, en TV noir et blanc.

5. — Circuits spéciaux pour la TVC

Si l'on compare, sur notre synoptique, la constitution d'un téléviseur noir-blanc et celle d'un téléviseur trichrome, on constate que ce dernier est un téléviseur noir-blanc auquel on a adjoint un décodeur. C'est vrai à première vue : sélecteurs V.H.F. et U.H.F., amplificateur F.I., détection, chaîne son, séparation, balayages, sont les mêmes, à part quelques différences sur le plan des performances, mais ne mettant pas en cause les principes.

5-1. — *DIFFÉRENCES ENTRE RÉCEPTEURS TVN.B. ET TVC*

L'amplificateur vidéo — qui prend alors le nom d'amplificateur de luminance — est équipé d'une ligne à retard qui remet en phase signaux de luminance et signaux de chrominance, le déphasage étant dû à la différence de largeur des voies d'amplification.

Le schéma synoptique fait apparaître, en outre, des *circuits de convergence* — qui sont destinés à rattraper les divergences des faisceaux dues à la position décentrée des canons — et un *circuit de régulation de T.H.T.*

Ce que ne fait pas ressortir le synoptique, ce sont les différences de puissance mises en jeu. Le débit de la T.H.T. d'un tube images noir-blanc est de l'ordre de 150 micro-ampères; celui d'un tube à masque, de l'ordre du milliampère. En outre, la T.H.T. est presque deux fois plus élevée (25 kV). La vitesse des électrons étant plus grande, la puissance électrique nécessaire pour les dévier de leur trajectoire doit être plus grande, elle aussi.

Ainsi, l'introduction de la couleur dans un téléviseur oblige de reconsidérer un peu les voies d'amplification, et complètement celles de balayage. Il faut d'ailleurs noter que ces difficultés sont dues surtout au tube à masque. Elles seront considérablement réduites avec l'apparition de tubes trichromes moins complexes et de meilleur rendement.

5-2. — *LES DÉCODEURS DE TVC*

Dans l'étude des circuits de réception, nous analyserons les décodeurs *N.T.S.C., PAL* et *SECAM;* les principes fondamentaux de décodage de ces trois systèmes ont quelques points communs.

Le décodeur est composé de deux grandes parties : l'une reconstituant les signaux *R, V, B;* l'autre servant au blocage de cette première voie en l'absence de signaux de chrominance. Les principes de décodage des informations de chrominance ont été analysés dans les chapitres 8 et 9; nous n'y reviendrons pas ici.

Quant au blocage des voies de chrominance, nous allons l'étudier très succinctement pour l'instant. En *N.T.S.C.* ou en *PAL,* le blocage s'effectue lorsque le *burst* (ou *salve*) n'est pas transmis; c'est-à-dire lorsque l'émission a lieu en noir et blanc. En fait, la salve commande une porte que nous avons désignée par *blocage de chrominance* et qui, en anglais, s'appelle *colour killer* (littéralement « tueur de couleur »); cette porte laisse passer les informations de chrominance en présence de la salve, mais « coupe » la voie de chrominance lorsqu'elle n'est pas transmise.

En *SECAM,* le blocage s'effectue de façon quelque peu différente. C'est à partir des signaux d'identification que l'on commande le blocage. Lorsque ceux-ci sont présents lors du retour de trame, l'amplificateur de chrominance

fonctionne; dans le cas contraire (émission en noir et blanc, pendant laquelle les signaux d'identification ne sont pas transmis), l'amplificateur est bloqué, coupant ainsi la voie de chrominance.

En *SECAM*, il y a transmission séquentielle de ligne à ligne des informations D'_R et D'_B, et, en *PAL*, inversion de ligne à ligne de la phase de D'_R. Il est donc nécessaire que le récepteur « sache » quelle est l'information transmise, au moins à l'arrivée des premiers signaux; ce qui revient à dire que le récepteur doit être synchronisé avec l'émetteur.

En *PAL*, la synchronisation s'effectue grâce au renversement de ligne à ligne de la phase de la salve. Il suffit de déterminer le signe (+ ou —) de la phase de cette salve pour savoir si la ligne D'_R correspond à $+\theta$ ou à $-\theta$ (voir page 523).

En *SECAM*, on transmet des signaux spéciaux d'identification qui assurent l'aiguillage convenable des signaux de chrominance (*cf.* page 513). Ces signaux commandent le permutateur et, par suite, la voie de chrominance. Le principe est trop complexe pour que nous l'analysions en détail dans ce chapitre. Nous y reviendrons, ainsi que pour le *PAL* et le *N.S.T.C.*, lors de l'étude des décodeurs.

6. — Circuits divers

Jusqu'à présent, nous n'avons passé en revue que les circuits indispensables au fonctionnement du téléviseur. Cependant, pour la commodité du téléspectateur, de nombreux circuits accessoires ont été « greffés » sur cette ossature. Nous ne les commenterons ici que très succinctement; ils n'apparaissent d'ailleurs pas tous dans notre synoptique.

6-1. — *COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN*

Ce circuit fait partie du synoptique, car on peut considérer que c'est un dispositif nécessaire au bon fonctionnement d'un téléviseur. Il a les mêmes fonctions que celui utilisé dans les récepteurs de radiodiffusion : faire varier le gain de l'amplificateur F.I. — et éventuellement de l'étage H.F. — en fonction des variations de puissance du signal reçu. Néanmoins, pour ne pas trop compliquer l'étude de l'amplificateur F.I. — qui l'est déjà suffisamment — nous étudierons séparément les procédés utilisés pour obtenir la tension de commande automatique de gain.

6-2. — *COMMANDE AUTOMATIQUE DE CONTRASTE*

Il faut d'abord définir ce qu'est le contraste : on dit d'une image qu'elle est bien contrastée lorsque les noirs apparaissent noirs, que les blancs sont bien rendus et que l'échelle des gris est bien respectée. En TVC, la notion de contraste est plus difficile à définir, mais on conçoit intuitivement qu'une image mal contrastée offre un aspect pâle, aux couleurs délavées. Par antithèse, on conçoit que l'image bien contrastée offre un aspect équilibré chromatiquement.

Selon que l'on regarde l'image dans une pièce obscure ou en plein jour, la sensation subjective de contraste varie. Dans le premier cas, il sera nécessaire de l'atténuer; dans le second, de l'augmenter. Entre ces deux extrêmes, il existe une infinité de solutions intermédiaires. Pour la commodité du télé-

spectateur, on prévoit quelquefois une commande automatique qui règle le contraste en fonction de la lumière ambiante.

Il s'agit d'ailleurs d'un circuit simple à réaliser.

6-3. — *COMMANDE AUTOMATIQUE DES DIMENSIONS DE L'IMAGE*

Les dimensions de l'image sur l'écran peuvent varier dans d'assez grandes proportions pour diverses raisons dont l'une des plus évidentes est la dilatation des déflecteurs lors de l'augmentation de la température à l'intérieur du téléviseur. Il faut compenser ces variations et on y arrive facilement avec des thermistances — éléments dont la résistance varie en fonction de la température. On agit aussi bien sur le balayage vertical que sur le balayage horizontal.

6-4. — *CIRCUITS ANTIPARASITES SON ET IMAGES*

Divers procédés permettent d'éliminer — ou tout au moins de limiter — les parasites d'origine industrielle. Nous étudierons ultérieurement quelques-uns de ces circuits, qui sont très nombreux. On peut dire, cependant, dès maintenant, que le meilleur moyen d'éliminer les parasites est de les combattre à leur source. C'est pour cela que des dispositions légales ont été prises à l'égard des automobilistes et plus généralement de tous les producteurs d'étincelles (moteurs électriques).

6-5. — *LES « GADGETS »*

Certains « gadgets » représentent un réel perfectionnement et mériteraient par conséquent une expression plus « noble ». Par exemple, les commandes électroniques de changement de programmes constituent une nette amélioration, au niveau de la fiabilité du téléviseur, par rapport aux contacts mobiles qui s'usent avec le temps. Les risques de pannes par mauvais contacts sont donc éliminés.

Les systèmes de télécommande sont également appréciables du point de vue du « confort » du téléspectateur qui n'a plus à se déplacer pour régler le volume sonore ou changer de programme. Inexplicablement — sans doute s'agit-il d'une question de prix — ces systèmes ne se sont pas véritablement imposés au public jusqu'à présent.

7. — Tubes, transistors ou circuits intégrés

Avant de concevoir un téléviseur, il faut choisir les éléments actifs que l'on va employer. Les solutions hybrides, qui utilisent simultanément des transistors et des tubes, ne peuvent être que des solutions de transition. Elles constituent un compromis qui n'est pas toujours justifiable, car on ne réunit pas les avantages des uns et des autres. Par exemple, on sait qu'un transistor est sensible à la température et on sait également que les tubes dégagent quelques calories.

Il est donc nécessaire d'analyser les avantages des uns par rapport aux autres. Les tubes ont présenté, pendant longtemps, une nette supériorité sur

les transistors. Ils étaient moins onéreux, avaient de meilleures performances. Ces deux qualités auraient suffi pour les imposer, mais on peut en ajouter une troisième : ils avaient donné lieu à une technique éprouvée.

Les avantages des transistors ne compensaient pas leurs inconvénients : faible encombrement — argument négligeable eu égard au volume du tube-images; faible consommation — qui ne compensait pas l'accroissement du prix de revient du récepteur; excellente fiabilité — mais approximative dans certains circuits où les puissances exigées les faisaient travailler à leur extrême limite. Un avantage incontestable des transistors est leur faible dégagement de chaleur réduisant les glissements de fréquence.

Les progrès technologiques aidant, les transistors ont fini par s'imposer. Les performances sont comparables et sans cesse améliorées.

Les transistors souffrent encore d'un inconvénient que les techniciens doivent garder constamment à l'esprit. Il s'agit des dispersions de caractéristiques qui ne sont pas négligeables, et qui vont couramment du simple au double. Cela présente de sérieuses difficultés lors du dépannage, par exemple, où un remplacement de transistor s'impose. En général, la courbe de réponse est complètement différente de ce qu'elle doit être, de sorte qu'il faut reprendre tous les réglages. Il en est de même pour la production en grande série, la reproductibilité des circuits étant fortement compromise si la « fourchette » de dispersion tolérée est trop étroite.

Enfin, le calcul d'un circuit à transistors est plus complexe que celui d'un circuit à tubes, à cause de l'interdépendance des paramètres.

Il faut encore noter que le transistor fonctionne de façon tout à fait différente par rapport au tube, en ce sens que ce dernier travaille en tension et l'autre très souvent en courant. Avec les tubes, on parle de gain en tension; avec les transistors, de gain en puissance. Mais, en dépit de cette différence de comportement, les principes fondamentaux des circuits sont identiques.

Les circuits intégrés commencent à être utilisés en télévision, en association avec des transistors. Le mariage de ces deux types de composants est d'ailleurs bien plus heureux que l'utilisation simultanée de tubes et de semi-conducteurs. La tendance est naturellement à l'intégration complète, c'est-à-dire à l'emploi quasi exclusif de circuits intégrés, et à l'heure où nous écrivons ces lignes (début 1975) un fabricant propose déjà une gamme complète permettant de réaliser un téléviseur avec une très grande majorité de microcircuits.

Pour le technicien, les circuits intégrés vont changer bien des choses. Comme ils constituent une fonction complète, la réalisation ou le dépannage d'un téléviseur deviendra bien plus simple. La fiabilité sera très certainement améliorée puisque le nombre de composants, de soudures, de liaisons, etc., est nettement moins grand que dans le téléviseur classique à transistors.

Mais les circuits intégrés vont encore bouleverser l'ordre des choses au niveau de la conception du téléviseur. Et nous verrons pourquoi dans le chapitre que nous leur consacrons à la fin de cet ouvrage.

CHAPITRE 17

ÉTUDE GÉNÉRALE DES AMPLIFICATEURS

On a pu se rendre compte, à la lecture du chapitre précédent, de la grande quantité et de la diversité des types d'amplificateurs qui peuvent équiper un téléviseur. On y trouve, en effet, des amplificateurs de tension, mais aussi de puissance; des amplificateurs H.F. y voisinent avec des amplificateurs B.F.; ils peuvent, en outre, être à large bande ou sélectifs.

Chacun de ces types d'amplificateurs pose des problèmes particuliers, et les paramètres dont on doit tenir compte diffèrent selon la fonction. Dans ces conditions, il est à peu près impossible d'établir une théorie générale et simple de l'amplification. Mais certaines notions revenant constamment au cours des différents chapitres qui suivent, il nous a paru utile de les regrouper ici en les définissant pour éviter des répétitions et, en quelque sorte, rafraîchir la mémoire de ceux de nos lecteurs qui les auraient oubliées.

1. — Quelques définitions importantes

L'amplification est définie comme étant le rapport des grandeurs du signal entre entrée et sortie. Si l'on fait le rapport de la tension d'entrée du signal à celle de sortie, on parle d'amplification ou de gain en tension. Dans le cas où l'on considère les intensités, on parlera d'amplification en courant ou enfin d'amplification en puissance si l'on a tenu compte des puissances d'entrée et de sortie.

Dans une chaîne d'amplificateurs, le gain du premier étage est multiplié par celui du second et ainsi de suite. Par exemple, si on est en présence de trois amplificateurs dont le gain est égal à 20, pour chacun, celui de la chaîne est de $20 \times 20 \times 20 = 8000$.

Afin d'éviter ces multiplications, on a pris l'habitude d'employer une unité utilisée par les techniciens des téléphones, unité plus commode, car elle est logarithmique : le *décibel* (symbole dB), qui définit, avant tout, un rapport de puissances.

1-1. — *GAIN D'UN AMPLIFICATEUR (DÉCIBELS)*

Nous dirons qu'un amplificateur fournit un gain en puissance G_p de x dB en écrivant

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log \frac{P_s}{P_e}.$$

Si l'on veut exprimer en décibels le gain en tension G_t, il faut remplacer, dans la relation ci-dessus, P_s par V_s^2/Z_s et P_e par V_e^2/Z_e. Les transformations élémentaires nous conduisent alors à

$$G_t \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e} + \log \frac{Z_e}{Z_s},$$

où Z_e et Z_s représentent, respectivement, l'impédance d'entrée et celle de sortie. Dans le cas particulier où $Z_e = Z_s$, nous avons, évidemment,

$$G_t \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e}.$$

On peut également exprimer en décibels un gain en intensité G_i, en tenant encore une fois compte de Z_s et de Z_e :

$$G_i \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_s}{I_e} + \log \frac{Z_s}{Z_e}.$$

Les gains des amplificateurs, exprimés en décibels, s'ajoutent au lieu d'être multipliés comme on doit le faire pour les rapports de tensions, ce qui est beaucoup plus simple.

Calculons, à titre d'exemple, le gain en tension de la chaîne de trois amplificateurs dont chacun a un gain de 20 dB. On a :

$$G_t = 20 + 20 + 20 = 60 \text{ dB}.$$

Si l'on veut exprimer ce gain en tension, on trouvera

$$20 \log (V_s/V_e) = 60,$$

d'où

$$\log (V_s/V_e) = 3 \quad \text{et} \quad V_s/V_e = 1000.$$

Le rapport des grandeurs du signal entre entrée et sortie peut être plus petit que l'unité, c'est-à-dire que la tension de sortie peut être inférieure à celle d'entrée. On dit alors qu'il y a *affaiblissement* ou *atténuation*. Supposons que le rapport des tensions soit de 0,7 et calculons le gain, en supposant $Z_e = Z_s$. On trouve :

$$G_i \text{ (dB)} = 20 \log 0{,}7 = 20 \log \frac{7}{10} = 20 (\log 7 - \log 10) = 20 (0{,}85 - 1) \# -3 \text{ dB}$$

Le signe « moins » signifie ici qu'il s'agit d'un affaiblissement.

Il est néanmoins très courant d'entendre parler de gain à — 3 dB, par exemple. Cela signifie dans ce cas que *le gain au niveau de — 3 dB est comparé à un autre, maximal.*

Pour terminer cette digression dans les amplificateurs, et pour les lecteurs doués pour le calcul mental, signalons qu'il existe trois logarithmes remarquables, avec lesquels on peut résoudre quantité de problèmes et évaluer les autres avec une bonne approximation : log 2 # 0,3, log 3 # 0,48 (soit 0,5 en

pratique), log 5 # 0,7. Par exemple, si on veut trouver log 9, on écrit log 3^2 = 2 log 3 = 2 × 0,48 # 0,96 (soit 1 pratiquement); ou encore log 15 = log (3 × 5) = log 3 + log 5 # 1,2.

1-2. — *ÉTABLISSEMENT D'UN SCHÉMA ÉQUIVALENT*

Pour que le lecteur appréhende mieux les notions que nous allons tenter de dégager, nous prendrons l'exemple d'un amplificateur à tube plutôt que celui d'un amplificateur à transistor. En effet, le premier se prête beaucoup mieux à l'analyse que le second, ses paramètres n'étant pas interdépendants comme c'est le cas avec les transistors. Cependant, les notions que nous dégagerons de cette étude seront également applicables aux transistors.

Soit le schéma de la figure 17-1 qui représente un amplificateur à tube fonctionnant en classe A, c'est-à-dire dans la région linéaire de ses caractéristiques. Cet amplificateur est caractérisé par sa *courbe de réponse,* définie comme étant le gain exprimé en fonction de la fréquence. Il introduit, en outre, un *déphasage* qui est également *fonction de la fréquence.* Ces deux caractéristiques et tout particulièrement la caractéristique « déphasage » dont

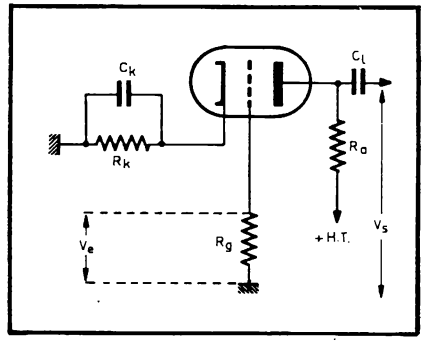


Fig. 17-1. — Schéma classique d'un amplificateur à triode.

on doit tenir soigneusement compte dans les amplificateurs de télévision (nous verrons pourquoi ultérieurement) définissent la « qualité » de l'amplificateur.

Il est intéressant de simplifier ce schéma de façon à pouvoir calculer commodément les éléments qui le composeront. Pour cela, nous étudierons l'amplificateur uniquement dans son comportement en courant alternatif. Ainsi la cellule R_k-C_k qui fixe le point de fonctionnement du tube peut être court-circuitée. C'est ce qui se passe en fait, puisque C_k constitue un véritable court-circuit pour l'alternatif. On peut également considérer que la H.T. est « court-circuitée » en alternatif, car son impédance est négligeable, par rapport à R_a (résistance de charge). D'autre part, le tube se comporte comme une source de tension fournissant un signal $-\mu V_e$ (μ étant le coefficient d'amplification du tube et le signe moins montrant l'inversion de phase introduite par celui-ci). Le courant de plaque (ou d'anode) est alors donné par l'équation bien connue

$$\rho i_a = -R_a i_a + \mu V_e,$$

soit

$$i_a = V_e \frac{\mu}{\rho + R_a}.$$

L'amplificateur procure une amplification définie par le rapport des tensions d'entrée et de sortie

$$A = V_s/V_e.$$

Comme $V_s = R_a i_a$, on peut exprimer l'amplification en fonction de la résistance, de μ et de ρ, soit

$$A = \frac{\mu R_a}{\rho + R_a}.$$

Si ρ (résistance interne du tube) est très grand par rapport à R_a, comme c'est le cas pour les pentodes, et puisque $s = \mu/\rho$ (s pente du tube) on aboutit à la relation particulièrement simple :

$$A = s R_a, \text{ ou } A = s Z$$

dans le cas d'une charge complexe, ce qui se produit le plus souvent en télévision.

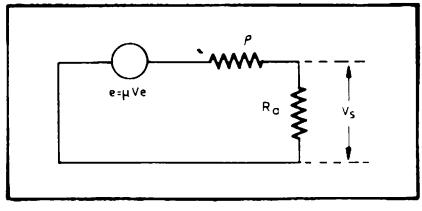


Fig. 17-2. — Circuit équivalent à celui de la figure 17-1. Le tube est ici assimilé à une source de tension fournissant un signal μV_e.

Le schéma équivalent de la figure 17-2 dans lequel le tube est assimilé à une source de tension $-\mu V_e$ peut être transformé en un autre schéma, dans lequel le tube est remplacé par une source de courant $i = -s V_e$. Ce schéma est quelquefois plus commode pour l'étude d'un amplificateur (fig. 17-3).

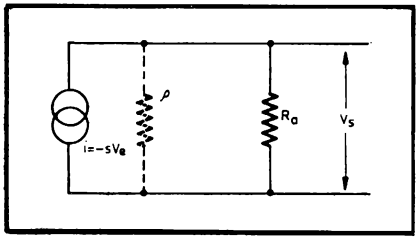


Fig. 17-3. — Le circuit équivalent d'un amplificateur peut être représenté comme un générateur de courant débitant sur une résistance de charge R_a. Ce circuit et celui de la figure 17-2 ne sont valables que pour les fréquences moyennes de la gamme d'amplification.

1-3. — *COMPORTEMENT D'UN AMPLIFICATEUR EN RÉGIME SINUSOIDAL*

Lors de l'établissement du circuit équivalent, nous avons fait quelques approximations que nous devons justifier. Nous avons admis que le condensateur C_k, par exemple, se comportait comme un véritable court-circuit en alternatif. Cette hypothèse est acceptable pour les fréquences élevées; elle ne l'est plus pour les fréquences basses. D'autre part, nous n'avons pas tenu compte des inévitables phénomènes parasites. En conséquence, il convient d'analyser le comportement de l'amplificateur aux différentes fréquences, car il est important pour nous de connaître sa réponse amplitude/fréquence.

Il existe, en effet, une différence fondamentale entre les amplificateurs utilisés pour la radiodiffusion et ceux utilisés en télévision. Dans le premier cas, on s'intéresse surtout à la *sélectivité;* dans le second cas, c'est la *largeur de bande* qui nous préoccupera.

1-3-1. — *Fréquences moyennes*

Les capacités parasites (capacité d'entrée et de sortie des tubes, capacité de câblage, etc.) peuvent être négligées puisque leurs impédances sont grandes. Les condensateurs de liaison, les condensateurs de découplage sont des courts-circuits en alternatif pour la simple raison qu'ils ont été calculés en conséquence. Ce ne sera plus vrai pour les fréquences basses, comme nous le verrons. Ainsi, pour les fréquences moyennes, l'amplification est celle que nous avons trouvée précédemment.

1-3-2. — *Fréquences élevées*

Ici encore on peut considérer que les condensateurs de découplage et ceux de liaison constituent de véritables courts-circuits. Mais il faut maintenant tenir compte des *capacités parasites :* capacités de câblage dues aux connexions et aux composants; capacité de sortie du tube, capacité d'entrée de l'étage suivant, éventuellement augmentée de celle due à l'effet Miller. Toutes ces capacités sont en parallèle sur la résistance d'anode, de sorte qu'on peut les grouper en une seule — que nous appellerons capacité parasite d'anode. Elle intervient aux fréquences élevées et diminue le gain tout en introduisant des variations de phase.

Courbe de réponse amplitude/fréquence

Le schéma équivalent de sortie est celui d'un réseau parallèle R_a-C_p; nous supposons qu'une pentode est employée pour simplifier les équations. L'amplification est $A = sZ$, puisque la charge est complexe. Il faut calculer Z. Soit :

$$Z = \frac{R_a . jX}{R_a + jX} = \frac{(R_a . jX)\ (R_a - jX)}{(R_a + jX)\ (R_a - jX)} = \frac{X^2 R_a + j R_a^2 X}{R_a^2 + X^2} =$$

$$X R_a \frac{X + j R_a}{R_a^2 + X^2}.$$

Passons maintenant aux nombres réels. On a :

$$Z = X R_a \frac{\sqrt{X^2 + R_a^2}}{R_a^2 + X^2} = \frac{X R_a}{\sqrt{R_a^2 + X^2}}, \text{ avec } X = -\frac{1}{C_p \omega}.$$

Laissons cette expression telle quelle, car nous pourrons la simplifier un peu plus loin.

Par définition, nous appellerons *amplification relative,* le *rapport des amplifications aux fréquences élevées et aux fréquences moyennes.* Ce rapport est intéressant à connaître, car nous verrons ainsi comment varie le gain aux fréquences élevées par rapport à celui aux fréquences moyennes. D'autre part, cela nous permettra de tracer des courbes universelles qui s'appliqueront à tous les amplificateurs. L'amplification relative s'exprime donc par les relations suivantes :

$$A_r = \frac{A_{HF}}{A_{FM}} = \frac{sZ}{sR_a} = \frac{Z}{R_a}.$$

Portons la valeur de l'impédance dans cette expression; après avoir simplifié par R_a, on trouve :

$$A_r = \frac{X}{\sqrt{R_a^2 + X^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{R_a^2}{X^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + R_a^2 C_p^2 \omega^2}}.$$

Lorsque le produit $R_a C_p \omega = 1$, l'amplification subit une diminution de $1/\sqrt{2}$, soit 0,707. A mesure que la fréquence diminue l'amplification relative tend vers 1 et le gain de l'étage augmente. Inversement, si la fréquence augmente, l'amplification relative diminue. Dans la pratique, on a pris l'habitude de parler de gain relatif exprimé en décibels. Pour

$$R_a C_p \omega = 1,$$

on a une diminution du gain de 3 dB par rapport au gain aux fréquences moyennes.

La fréquence pour laquelle $R_a C_p \omega = 1$ est appelée *fréquence de coupure* et on peut l'exprimer par la relation suivante

$$F_c = \frac{1}{2 \pi R_a C_p}.$$

Cette notion est très importante, car on caractérise un amplificateur par ses fréquences de coupure dans presque tous les cas. Nous disons bien fréquences de coupure au pluriel, car il y en a deux : une pour les fréquences élevées; l'autre pour les fréquences basses, que nous étudierons plus tard.

La *fréquence relative* peut être définie comme étant le rapport d'une fréquence quelconque F à la fréquence de coupure F_c. Soit :

$$F_r = \frac{F}{F_c} = F \times 2 \pi R_a C_p = R_a C_p \omega.$$

Si nous remplaçons $R_a C_p \omega$ par sa valeur F_r dans l'expression de l'amplification relative, nous obtenons une relation particulièrement simple où A_r est exprimé en fonction de F_r uniquement. Cela permet de tracer des courbes universelles, dont la figure 17-4 montre un exemple et pour lesquelles on utilise la relation

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{1 + F_r^2}}.$$

Dans la figure 17-4, nous voyons que pour la fréquence de coupure ($F_r = 1$) le gain a diminué de 3 dB et de 20 dB pour $F_r = 10$ (fréquence dix fois plus grande que F_c).

Temps de transmission (déphasage)

Le respect de la phase des signaux est essentiel en télévision (*cf.* chap. 17, § 3-2), de sorte que cette notion a autant d'importance que la notion de gain.

On conçoit intuitivement qu'aux fréquences moyennes, les composants à caractère réactif n'introduisent pas de déphasage puisqu'on peut les assimiler à des courts-circuits. Seules interviennent des résistances qui respectent la phase des signaux. D'autre part, nous n'avons pas à nous soucier de l'inversion de phase due à l'élément actif (tube ou transistor), puisqu'elle s'applique

indifféremment à toutes les fréquences. Avec cette réserve, toutefois, que la fréquence ne soit pas trop élevée, car alors il faut tenir compte du temps de propagation des électrons.

Aux fréquences élevées, c'est la capacité parasite de sortie qui introduit un déphasage que nous devons combattre.

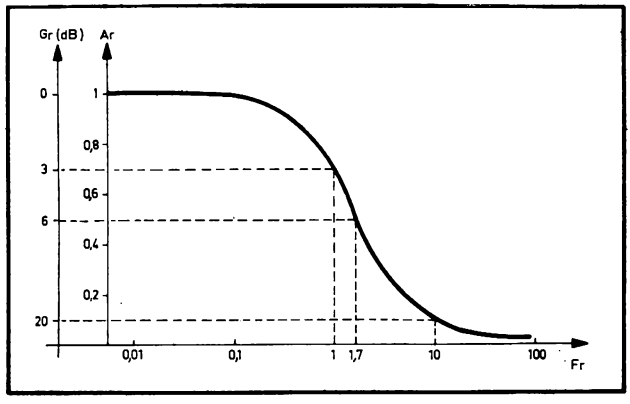


Fig. 17-4. — Variation de l'amplification — ou du gain — en fonction de la fréquence relative.

Supposons que le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur soit de la forme $v_e = V_e \sin \omega t$. A la sortie, le signal sera de la forme $v_s = V_s \sin \omega t$, si les composants n'introduisent pas de déphasage, ce qui est le cas aux fréquences moyennes (encore une fois, nous ne tenons pas compte de l'inversion due à l'élément actif). A mesure que la fréquence augmente, la capacité parasite de sortie entre en action, de sorte que le signal subit une certaine rotation de phase par rapport à l'entrée. L'expression de la tension à la sortie devient $v_s = V_s \sin (\omega t + \varphi)$, que l'on peut écrire

$$v_s = V_s \sin \omega (t + \varphi/\omega).$$

Nous appellerons, par définition, *temps de transmission* ou *temps de propagation de phase,* le rapport

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega}.$$

Ce rapport est assimilable à un temps, puisque φ est un angle et ω le rapport d'un angle et d'un temps ($\omega = 2\pi/T$).

Calculons l'angle de déphasage. Nous avions trouvé précédemment

$$Z = \frac{X^2 R_a + j R_a^2 X}{R_a^2 + X^2} = \frac{X^2 R_a}{R_a^2 + X^2} + j \frac{R_a^2 X}{R_a^2 + X^2},$$

expression de la forme $a + j\,b$, qui donne $\operatorname{tg} \varphi = b/a$, c'est-à-dire

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{R_a^2 X}{X^2 R_a} = \frac{R_a}{X} = - R_a C_p \omega \text{ puisque } X = - \frac{1}{C_p \omega}.$$

Ainsi le déphasage est directement lié à la fréquence relative, et on a $\operatorname{tg} \varphi = - F_r$ et, par conséquent

$$\varphi = \text{arc tg } (- F_r) \text{ soit } \varphi = \text{arc tg } F_r.$$

Si nous introduisons la notion de temps de transmission de phase — elle est importante, car nous montrerons que ce temps doit rester constant, alors que φ doit varier proportionnellement à la fréquence — on peut écrire

$$\tau = \frac{1}{\omega} \text{ arc tg } F_r,$$

et, finalement,

$$\frac{\tau}{R_a C_p} = \frac{1}{F_r} \text{ arc tg } F_r.$$

Comme précédemment, nous obtenons une courbe universelle tracée uniquement en fonction de la fréquence relative. Cette courbe est représentée en figure 17-5.

A titre d'exemple, nous allons calculer un point de cette courbe pour montrer comment on peut procéder, mais en notant que, en pratique, on utilise des méthodes mathématiques beaucoup plus rapides que ce calcul point par point.

Soit à calculer le temps de transmission pour la fréquence relative 3 (c'est-à-dire une fréquence trois fois plus elevée que la fréquence de coupure). On a

$$\frac{\tau}{RC} = \frac{1}{3} \text{ arc tg } 3.$$

Nous cherchons dans une table l'angle pour lequel la tangente est 3. Si l'arc est donné nous n'aurons évidemment pas besoin de le calculer. L'angle pour lequel la tangente est 3 est égal à 71°,6. Calculons maintenant l'arc. On a

$$\frac{2\pi}{360} \times 71°,6 \# 1,25$$

que l'on doit multiplier par 1/3 pour trouver 0,4, approximativement.

Il est intéressant de comparer l'évolution du gain et celle du temps de transmission en fonction de la fréquence relative. C'est ce que nous avons fait, sur la figure 17-5, où nous avons porté, en trait interrompu, la courbe de réponse amplitude/fréquence. On voit que *le gain et le temps de transmission* — et par conséquent le déphasage — *ne varient pas de la même façon.* Cette remarque est très importante, car comme nous le verrons, la variation de gain introduit des distorsions en fréquence, celle du temps de transmission des distorsions de phase. Il sera donc nécessaire de faire un compromis entre les unes et les autres, ce qui est assez délicat.

1-3-3. — *Fréquences basses*

De ce côté de la gamme des fréquences, on peut évidemment négliger les capacités parasites, mais il convient de regarder de près l'influence des condensateurs de découplage et du condensateur de liaison. Nous admettrons, dans un premier temps, pour simplifier les calculs, que les condensateurs de découplage remplissent parfaitement bien leur fonction et nous ne considérerons que l'influence du condensateur de liaison.

Le schéma équivalent est celui de la figure 17-6, dans lequel R_g est la résistance de fuite de grille de l'étage suivant. Elle constitue avec X_c (impédance du condensateur de liaison C_1) un diviseur de tension. Nous avons $V_s = R_g \cdot i_2$ et il faut calculer i_2. La tension aux bornes de R_a est la même

que celle aux bornes du réseau C_1-R_g, d'où $R_a.i_1 = Zi_2$ avec $Z = R_g + j X_c$ et

$$i_1 = \frac{Z}{R_a} i_2.$$

On a, d'autre par $\vec{i} = s V_e = \vec{i_1} + \vec{i_2}$; en remplaçant i_1 par sa valeur, nous obtenons i_2 et nous trouvons finalement :

$$V_s = V_e \, s \, . \, R_g \frac{R_a}{R_a + Z}$$

L'amplification aux fréquences basses est donnée par le rapport V_s/V_e, et en remplaçant Z par sa valeur, on obtient finalement

$$A_{BF} = s. \frac{\dfrac{R_g . R_a}{R_g + R_a}}{1 + \dfrac{j X_c}{R_a + R_g}}$$

où

$$X_c = -\frac{1}{C_1 \omega}.$$

Pour simplifier cette relation, nous allons faire une approximation. Généralement R_g est beaucoup plus grand que R_a, de sorte que l'on peut mettre au numérateur R_a simplement. En effet, si au dénominateur de

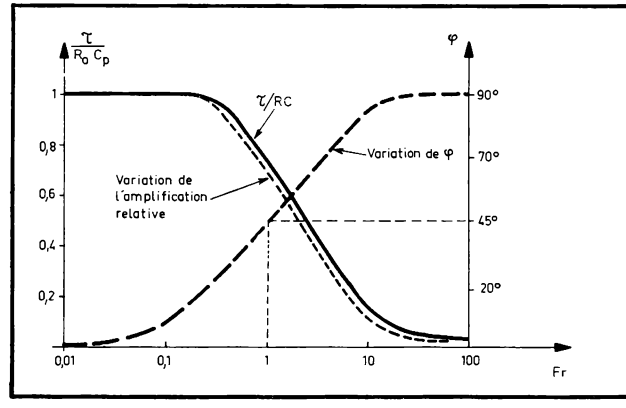


Fig. 17-5. — Variation du temps de transmission de phase et de l'angle de déphasage en fonction de la fréquence relative. La courbe en trait interrompu montre la variation du gain, qui n'est pas la même que celle du temps de transmission.

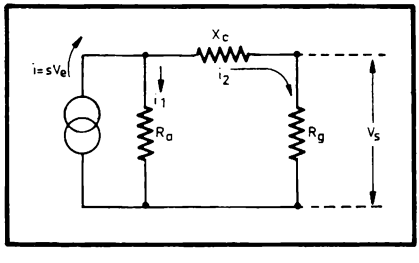


Fig. 17-6. — Schéma équivalent de l'amplificateur aux fréquences basses lorsqu'on tient compte de l'influence du condensateur de liaison dont l'impédance est représentée par X_c.

$R_g R_a / (R_g + R_a)$, on néglige R_a par rapport à R_g, il reste $R_a . R_g / R_g$ et en simplifiant par R_g, il reste seulement R_a. On obtient donc

$$A_{BF} = s . \frac{R_a}{\sqrt{1 + \frac{1}{[(R_a + R_g) C_1 \omega]^2}}} .$$

A partir de cette relation, nous pouvons retrouver les notions acquises précédemment :

Fréquence de coupure

$$F_c = \frac{1}{2 \pi C_1 (R_a + R_g)} ;$$

Fréquence relative

$$F_r = 2 \pi F C_1 (R_a + R_g) = C_1 \omega (R_a + R_g) ;$$

Amplification relative

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{F_r^2}}} .$$

On peut remarquer qu'aux *fréquences basses* c'est l'*inverse de la fréquence relative* que l'on trouve sous le radical, alors qu'aux fréquences élevées, c'est la fréquence relative qui y figure.

La courbe amplitude/fréquence est donnée dans la figure 17-7. On remarque ici encore que, pour $F_r = 1$, le gain est diminué de 3 dB.

Comme nous l'avons fait remarquer au début de ce paragraphe, nous n'avons, jusqu'à présent, tenu compte que du seul condensateur de liaison. Mais les condensateurs de découplage interviennent aussi dans la réduction du gain. En particulier, il se produit une chute de tension aux bornes des condensateurs de découplage, qui s'ajoute à celle fixant le point du fonctionnement de l'élément actif et varie au même rythme que la tension de commande. On est en présence d'un *phénomène de contre-réaction qui réduit le gain et modifie le comportement en phase de l'amplificateur.* Ce phénomène pourra être utile dans certains cas, par exemple dans l'amplificateur vidéo où il permettra de faire certaines corrections.

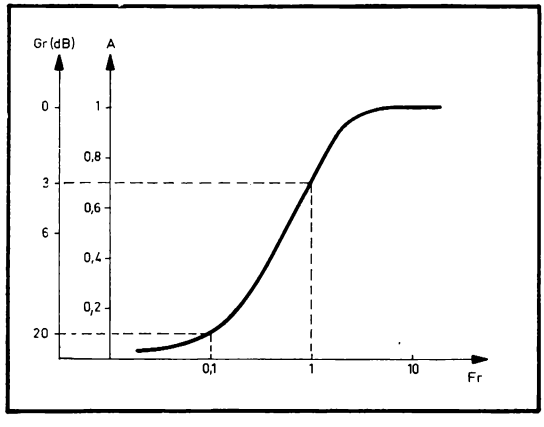


Fig. 17-7. — Variation du gain et de l'amplification en fonction de la fréquence relative aux fréquences basses.

Comme précédemment, on peut introduire les notions de fréquence et de gain relatifs, de fréquence de coupure, etc. On aboutit à des expressions du gain relatif et temps de transmission fort complexes.

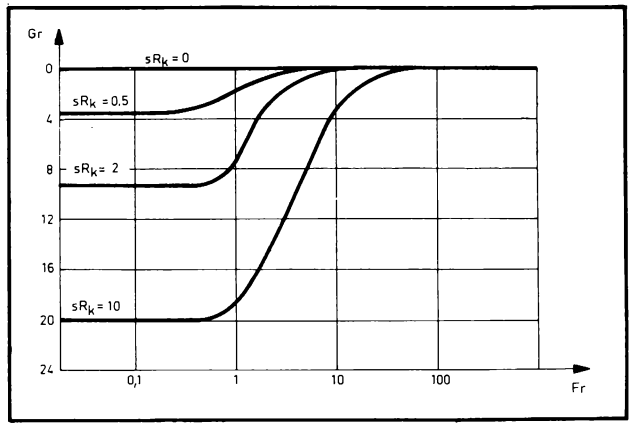


Fig. 17-8. — Variation du gain en fonction de la fréquence relative et du produit « pente × résistance de cathode ».

Le produit $s\,R_k$ (pente par résistance de cathode) est un facteur important. Le gain relatif diminue d'autant plus vite que le produit $s\,R_k$ est plus grand (fig. 17-8) ; le déphasage lui-même s'accentue en fonction de $s\,R_k$. La figure 17-9 montre l'évolution de ce déphasage. Ainsi on déduit que la résistance de cathode doit être choisie aussi faible que possible, puisque, pour obtenir un gain suffisant, il faut choisir un tube à grande pente. Mais le plus souvent, la résistance de cathode est imposée par le point de fonctionnement, de sorte que l'on joue sur la fréquence de coupure propre du circuit de cathode ($F_{ck} = 1/2\,\pi\,R_k\,C_k$) en calculant la capacité de C_k de façon que F_{ck} soit une dizaine de fois plus faible que F_c (règle du dixième). Il existe également une relation plus précise pour le calcul de C_k

$$C_k \geqslant \frac{1 + s.R_k}{2\,\pi\,F_r\,C_k}.$$

Aux fréquences très basses, on aboutit d'ailleurs à des valeurs de C_k prohibitives et la règle du dixième est inapplicable. Les condensateurs sont alors du type électrochimique et présentent des courants de fuite importants.

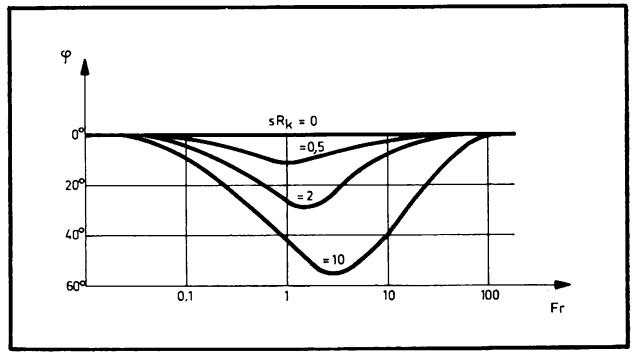


Fig. 17-9. — Variation du déphasage en fonction de la fréquence relative et du produit « pente × résistance de cathode ».

L'effet des autres condensateurs de découplage est sensiblement analogue à celui du condensateur de cathode. Ici aussi, il existe des relations liant les gains relatifs et les fréquences, mais elles sont incommodes à manier. En outre, les effets des condensateurs de découplage étant cumulatifs, lorsqu'on les calcule séparément, on fait des approximations qui ne sont théoriquement pas conformes à la réalité. Cependant, dans la pratique courante, on se contente de calculer les condensateurs d'après la fréquence de coupure désirée et on applique la règle du dixième. C'est-à-dire que l'on multiplie la valeur trouvée par 10. Par exemple, soit à calculer la capacité pour une fréquence de coupure de 100 kHz, la résistance étant de 8 kΩ. On a $C = 1/2\pi F_c.R \# 200$ pF. On prendra $C = 2$ nF.

1-4. — *PRODUIT GAIN-BANDE*

Le gain d'un amplificateur est essentiellement fonction de la bande passante désirée. Nous avons vu que la fréquence de coupure (aux fréquences élevées, par exemple) est inversement proportionnelle à la résistance de charge, la capacité parasite étant pratiquement imposée par les tubes ou les transistors utilisés. Le gain est lui-même fonction de la résistance de charge et croît avec elle, tant que l'influence de la capacité reste négligeable. On conçoit que le produit « gain × bande » soit une constante, et c'est effectivement ce qui se passe pour un élément actif donné. Cette notion permet de comparer rapidement les composants actifs entre eux, le meilleur étant celui dont le produit G.B. est le plus grand. On peut démontrer que

$$G.B = \frac{s}{2\pi C_p},$$

où C_p est la capacité parasite de sortie. Par exemple, si l'on se fixe une capacité parasite de 20 pF, et si la pente est de 15 mA/V, le produit G.B. est d'environ 120, B étant exprimé en mégahertz. Comparé à un produit G.B. de 55, par exemple, il est évidemment bien meilleur.

Cette notion offre, en outre, l'avantage d'apprécier les possibilités d'amplification pour une largeur de bande donnée; elle est très importante, car, comme nous le verrons, elle permet de répartir les gains entre les différents étages.

2. — Amplificateurs à transistors

Comme nous venons de le faire avec l'amplificateur à tube, nous pourrions établir un schéma équivalent d'amplificateur à transistor et retrouver les mêmes notions définies précédemment. Malheureusement, les problèmes sont plus complexes et les équations à manipuler plus lourdes à cause de la structure même du transistor, élément solide dans lequel les électrons ont moins de facilité pour se déplacer que dans les tubes qui sont des éléments « vides ».

Ainsi, le tube constitue une sorte de frontière entre l'étage précédent et le suivant. Il en est tout différemment avec les transistors qui sont sensibles aux variations d'impédance éloignées. Par exemple, la variation de l'impédance d'entrée du premier étage d'une chaîne d'amplification peut fort bien modifier le comportement du deuxième étage de la chaîne. Le cas peut d'ailleurs se présenter, à un degré moindre, avec les tubes qui fonctionnent

avec courant de grille. Nous touchons là d'ailleurs la différence fondamentale entre les tubes et les transistors. Les premiers travaillent le plus souvent en tension; les seconds, toujours en courant, même s'ils sont commandés en tension; en fait, le transistor fournit toujours un gain en puissance.

Toutes les notions acquises lors de l'étude des amplificateurs à tubes s'appliquent aux amplificateurs à transistors, mais les relations sont plus complexes étant donné qu'il faut tenir compte des impédances propres au transistor. Ainsi un transistor a sa propre fréquence de coupure; elle intervient au même titre que les éléments parasites pour limiter la bande passante de l'amplificateur.

Nous ne pouvons évidemment pas développer, dans le cadre de cet ouvrage, une théorie générale du transistor. D'excellents auteurs l'ont fait avant nous et mieux que nous ne saurions le faire; nous prierons donc les lecteurs intéressés par cette question de se reporter à la bibliographie à la fin de ce volume. Néanmoins, comme pour les tubes, nous ferons quelques rappels qui nous paraissent utiles pour une meilleure compréhension de certains développements.

2-1. — *CIRCUIT ÉQUIVALENT D'UN TRANSISTOR*

Ce qui caractérise un transistor, c'est la présence de résistances et de capacités parasites à l'intérieur même de son « corps ». En effet, il existe une résistance d'émetteur r_e, de valeur assez faible (30 Ω comme ordre de grandeur), une résistance de base r_b de quelques centaines d'ohms et une résistance de collecteur r_c de valeur très élevée (fig. 17-10).

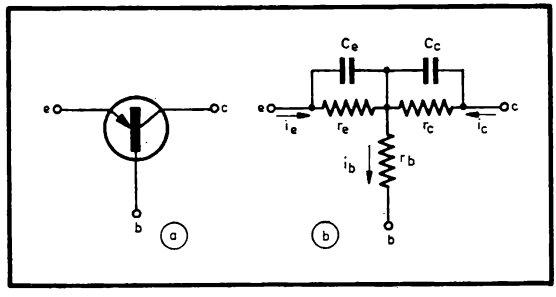


Fig. 17-10. — Représentation symbolique d'un transistor (**a**) et circuit R.C. équivalent (**b**).

Ces résistances sont dues au fait que l'on a affaire à des jonctions, c'est-à-dire à des diodes, réalisées à partir de matériaux semi-conducteurs, et il faudrait y ajouter, théoriquement, les résistances de contact qui sont heureusement très faibles. Toutes ces résistances se doublent de capacités parasites qui interviennent, de façon non négligeable, aux fréquences élevées.

Ainsi, puisque le transistor est constitué par des réseaux RC, on peut lui définir des fréquences de coupure propres. Dans la pratique, on caractérise un transistor par sa fréquence de coupure, qui est celle pour laquelle le gain en courant diminue de 3 dB, et qui est variable avec le régime de fonctionnement du transistor. Mais les constructeurs tendent aussi à caractériser un transistor — surtout en H.F. — par sa *fréquence de transition,* qui est celle pour laquelle le gain en puissance est égal à 1, dans un montage unilatéralisé (ce qui signifie qu'il n'y a pas de réaction de la sortie sur l'entrée).

Comme pour les tubes, on peut définir la pente s d'un transistor : $s = \Delta I_c/\Delta V_b$ (avec I_c courant de collecteur et V_b tension de base). Cependant,

alors qu'on considère la pente des tubes comme une constante, la pente d'un transistor est définie pour un courant de collecteur donné, $I_c = 1$ mA, par exemple. Cette pente est alors de l'ordre d'une trentaine de milliampères par volt.

Étant donné la complexité interne d'un transistor, on peut imaginer un grand nombre de circuits équivalents plus ou moins adaptés à telle ou telle fonction. Par exemple, le circuit équivalent de la figure 17-11, proposé par GIACOLETTO, est très couramment employé pour les circuits H.F. Ce schéma résulte de la transformation en π du réseau en T de la figure 17-10*b*. La résistance $r_{bb'}$ est la résistance série de base, ou sa résistance intrinsèque, principalement due à la connexion correspondante.

A partir d'un tel circuit, on peut définir un grand nombre de paramètres et on aboutit à des relations incommodes et qui ne donnent pas toujours une idée claire du fonctionnement ou du comportement d'un transistor. C'est pourquoi nous préférons utiliser des courbes qui « parlent » mieux à l'esprit.

Nous avons groupé dans la figure 17-12 quelques-unes de ces courbes pour les trois montages fondamentaux : EC, émetteur commun; CC, collecteur

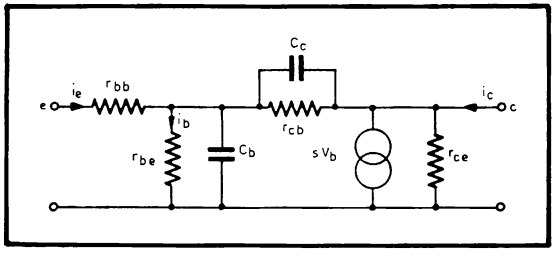


Fig. 17-11. — Un des nombreux circuits équivalents d'un transistor. Celui-ci, proposé par **Giacoletto,** convient pour l'étude des amplificateurs à haute fréquence.

commun; BC, base commune. Ces courbes permettent de comparer les trois montages et expliquent pourquoi celui à émetteur commun est le plus employé. Il a, en effet, le meilleur gain en puissance. Ses résistances d'entrée et de sortie sont à peu près du même ordre de grandeur, ce qui permet de réaliser plus facilement l'adaptation.

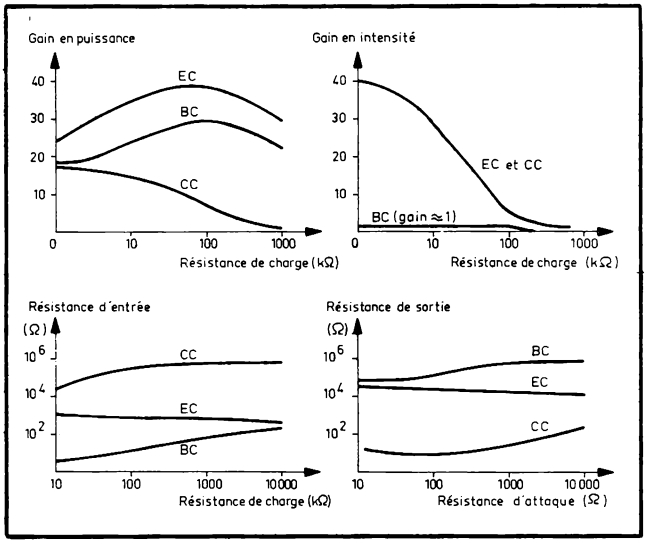


Fig. 17-12. — Variation de quelques paramètres d'un transistor utilisé suivant les trois montages fondamentaux.

2-2. — *NÉCESSITÉ DE L'ADAPTATION*

C'est un des problèmes fondamentaux dans l'étude d'un amplificateur à transistors, et qui ne se pose que dans de rares cas avec les montages à tubes (par exemple, dans le cas de l'étage d'entrée d'un téléviseur). Cela tient au fait que, comme nous l'avons déjà signalé, le tube travaille en tension et le transistor en courant. Il faut donc lui fournir une puissance d'attaque, et le problème qui se pose est le suivant : étant donné un générateur débitant dans une résistance, déterminer la valeur de celle-ci pour que la puissance transmise soit maximale.

La puissance recueillie est $P_r = R\,i^2$ avec $i = e/(r + R)$, où e est la force électromotrice du générateur, r sa résistance interne et R la résistance d'utilisation. La puissance dans R est alors

$$P = \frac{Re^2}{(r + R)^2}$$

et dans cette relation R est la variable. On démontre, et cela est facile à vérifier expérimentalement, que la puissance est maximale lorsque $R = r$. On dit que le système est adapté quand cette condition est réalisée, et c'est alors que l'on recueille le maximum de puissance possible. Le rendement est alors maximal.

Il convient d'ailleurs de ne pas être « obnubilé » par cette condition, car, comme le montre la figure 17-13, le maximum est assez flou. En fait, le rendement est de l'ordre de 90 % pour une résistance d'utilisation comprise entre la moitié et deux fois la résistance interne du générateur.

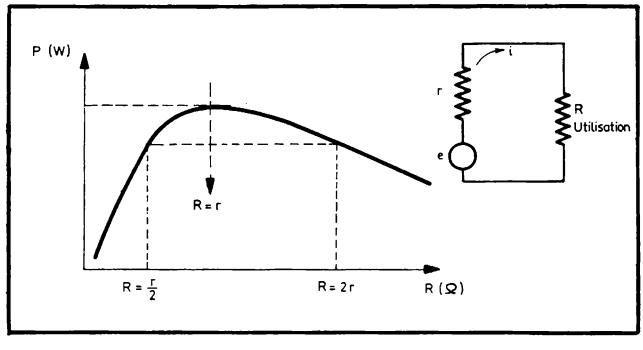


Fig. 17-13. — Courbe montrant la puissance transmise par une source présentant une résistance interne r en fonction de la résistance d'utilisation R.

Précisons encore que si le problème de l'adaptation ne se pose pas avec les amplificateurs en tension à tubes, il se pose avec les amplificateurs de puissance.

2-3. — *COMPENSATION EN TEMPÉRATURE ET POLARISATION*

Un problème supplémentaire qui se pose, dans le cas d'un transistor, est celui de la compensation des variations de la température. Ce problème devient particulièrement important lorsque des tubes voisinent avec des transistors. Les variations de la température ont, en effet, une double action :

1. Elles modifient le courant de saturation;
2. Elles font varier le point de fonctionnement.

C'est cette dernière action qui nous intéresse plus particulièrement dans le cas des amplificateurs, car elle se répercute sur tous les paramètres d'un transistor (nous supposons ici que ce transistor fonctionne en régime linéaire, ce qui nous permettra de ne pas tenir compte du courant de saturation). Il est donc nécessaire de stabiliser le point de fonctionnement de façon à rendre le transistor insensible aux variations de la température, tout au moins dans une certaine gamme de celle-ci. Plusieurs montages permettent d'y parvenir avec plus ou moins d'efficacité, presque tous faisant appel à une contre-réaction d'intensité. Mais comme la compensation en température a pour objectif de fixer le point de fonctionnement, il nous faut dire quelques mots sur la façon de polariser un transistor.

Deux méthodes sont surtout employées :

1. La tension de base est fixée au moyen d'un diviseur de tension (fig. 17-14*a*);

2. La polarisation est assurée par une résistance R_p qui est connectée entre la base et l'alimentation (côté + ou — selon que le transistor est un *n-p-n* ou un *p-n-p*). Le courant de base détermine la polarisation (fig. 17-14*b*).

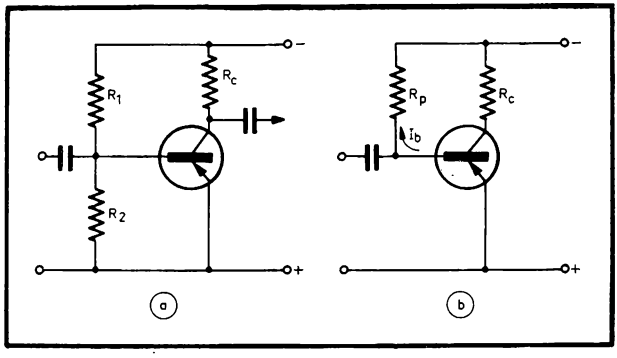


Fig. 17-14. — Les méthodes classiques de polarisation des transistors : **a)** polarisation par fixation de la tension de base ; **b)** polarisation par courant de base.

Il convient de remarquer que le premier mode de polarisation, dit *polarisation par tension,* n'est pas « pur », en ce sens que R_1 est traversée également par le courant de base. Pour que celui-ci soit négligeable, il faudrait que le courant propre du diviseur soit grand, ce qui conduit à une consommation exagérée; d'autre part ce montage est très sensible aux variations de température.

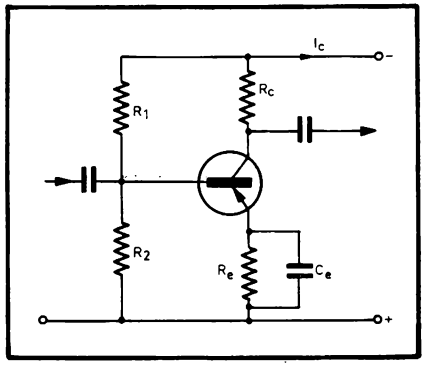


Fig. 17-15. — Compensation en température par contre-réaction série en intensité. Si le courant I_c augmente, la chute de tension de R_e croît, diminuant ainsi le potentiel d'émetteur et ramenant I_c à sa valeur initiale.

La seconde méthode, dite *polarisation par courant,* est souvent préférée à cause de sa consommation moindre et de son meilleur comportement en présence des variations de température. Nous aurons l'occasion de rencontrer ce type de montage au cours de l'étude des amplificateurs.

En ce qui concerne la compensation en température, il existe de nombreux circuits, un des plus employés étant celui de la figure 17-15, où les variations de température sont compensées par une contre-réaction série en intensité. Ici, le transistor est polarisé en tension par le réseau diviseur R_1-R_2 et une résistance R_e est insérée dans le circuit d'émetteur. Un condensateur de découplage C_e court-circuite — en alternatif — la résistance d'émetteur.

3. — Les distorsions

Les amplificateurs n'ont pas un gain constant sur toute l'étendue des fréquences couvertes et ils introduisent des variations de phase. Il est nécessaire de connaître les effets de ces variations sur les signaux amplifiés, variations qui se traduisent par des déformations ou, comme on dit, des distorsions. Il existe trois principaux types de distorsion, dont nous allons examiner les effets sur le seul plan physique.

3-1. — *DISTORSION DE FRÉQUENCE*

Elle est due à la diminution de l'amplification de part et d'autre des fréquences de coupure. La figure 17-16 montre l'effet de cette distorsion sur un signal décomposable en série de Fourier, et constitué par deux signaux sinusoïdaux dont l'un est à fréquence triple de l'autre.

Si la réponse en fréquence de l'amplificateur est telle que son gain soit moitié moindre à la fréquence du signal harmonique, le signal est déformé

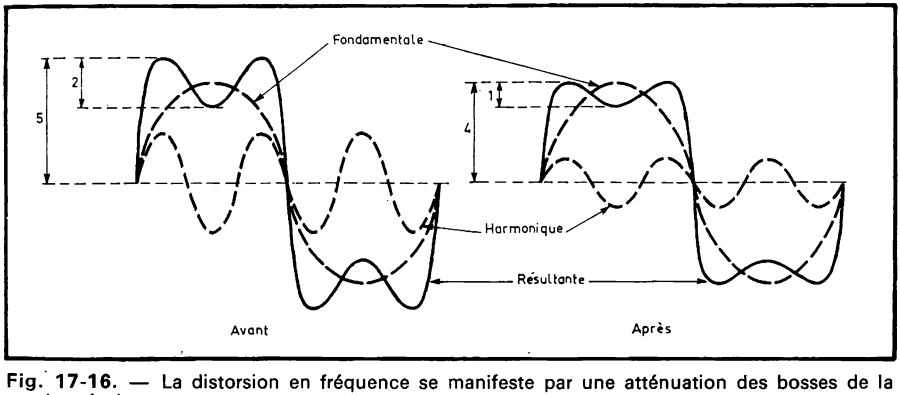


Fig. 17-16. — La distorsion en fréquence se manifeste par une atténuation des bosses de la courbe résultante.

à la sortie par rapport à celui à l'entrée. On voit d'ailleurs, sur la figure 17-16, qu'il se produit un tassement au sommet du signal résultant, et que le rapport « creux/amplitude max. » est différent. Sur un tube-images, cela se traduirait par une « uniformisation » des gris, alors que le vrai signal devrait avoir deux barres blanches séparées par une barre d'un gris assez soutenu.

3-2. — *DISTORSION DE PHASE*

On a vu qu'il se produisait des variations de phase en fonction de la fréquence. Or il est important, en télévision, de respecter la phase des signaux, afin de conserver la qualité de l'image. Cela revient à dire que le signal à la sortie de l'amplificateur doit avoir la même forme que celui à l'entrée.

Voyons ce qui se passe sur un signal composé de deux tensions en phase à l'entrée de l'amplificateur (fig. 17-17*a*). Supposons que l'amplificateur soit constitué de telle sorte que le signal à fréquence double soit retardé d'un temps t (ou d'un angle φ). On voit le résultat de la distorsion dans la figure 17-17*b*. On remarque que les « bosses » ne sont plus symétriques. Cet exemple montre d'ailleurs que la distorsion de phase est plus gênante que la distorsion de fréquence, ce que confirme d'ailleurs la théorie générale.

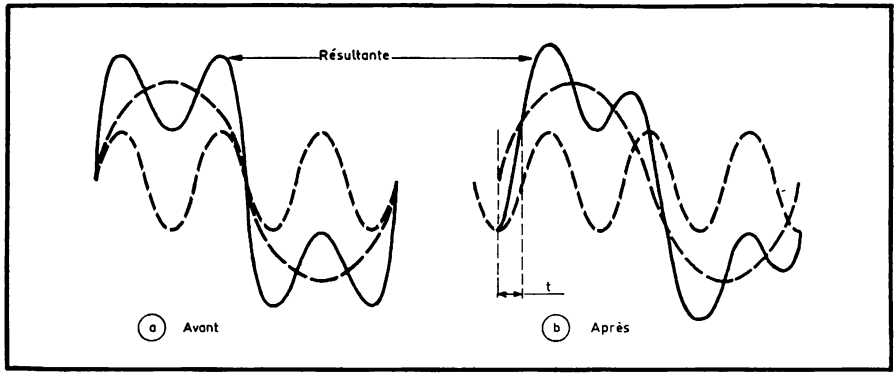


Fig. 17-17. — La distorsion de phase se manifeste par une déformation dissymétrique des bosses de la résultante.

Sur la figure 17-17, le « vrai » signal correspond à deux barres blanches séparées par une barre grise; à la sortie, et en définitive sur le tube-images, le signal produit une barre très blanche — extra-blanche pourrait-on dire — suivie d'une traînée vaguement grisâtre.

Il est utile — et pratique — d'étudier dès maintenant les principes qui permettront d'éviter dans la mesure du possible ce genre de distorsions.

Pour qu'il n'y ait pas de distorsion de phase, il faut que le temps de transmission de phase τ *reste constant* pour toute la bande de fréquences à transmettre. Or, comme $\tau = \varphi/\omega$, par définition, cela revient à dire que φ doit être proportionnel à ω.

Il peut sembler paradoxal de combattre la distorsion de phase en introduisant un déphasage proportionnel à la fréquence. La figure 17-18 va nous permettre d'expliquer ce phénomène. Au moment t, les deux signaux, à la sortie de l'amplificateur, ont le même retard τ, créé par l'amplificateur. On remarque que les déphasages φ_1 et φ_2 sont différents, déphasages qui ont été, eux aussi, introduits par l'amplificateur. Ils sont égaux à $\pi/8$ pour le fondamental, et à $\pi/4$ pour l'harmonique 2. Nous nous sommes contenté de deux courbes pour ne pas surcharger le dessin, mais les lecteurs pourront vérifier à l'aide d'autres exemples que :

1. Si le temps de transmission τ varie en fonction de la fréquence, il y a distorsion de phase;

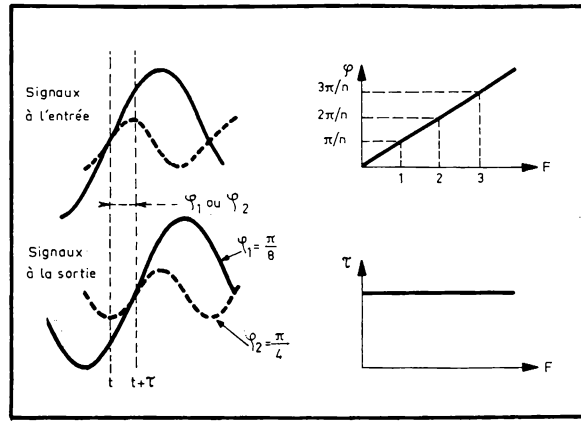


Fig. 17-18. — Pour que le temps de transmission de phase soit constant, il faut et il suffit que le déphasage soit proportionnel à la fréquence.

2. Si le temps de transmission reste constant, φ est directement proportionnel à la fréquence entre l'entrée et la sortie. Il n'y a alors pas de distorsion de phase.

3-3. — *DISTORSION D'AMPLITUDE OU DE NON-LINÉARITÉ*

Cette distorsion est due aux courbures des caractéristiques des éléments actifs. Habituellement, on choisit la région linéaire — ou que l'on suppose telle — des caractéristiques, mais c'est une approximation qui est justifiée tant que le signal reste à un niveau faible ou moyen et pour autant que le point de fonctionnement est bien choisi.

Lorsque le signal atteint un niveau élevé, ou que le point de fonctionnement varie pour une raison quelconque, il peut se produire des déformations gênantes en télévision noir-blanc, inadmissibles en télévision couleurs.

L'effet des distorsions de non-linéarité est illustré par la figure 17-19. Nous y avons exagéré la courbure de la caractéristique pour bien montrer ses conséquences. On voit que la tension en forme d'escalier, appliquée à l'entrée de l'amplificateur, n'est plus régulière. Il y a compression aux extrémités et expansion au centre.

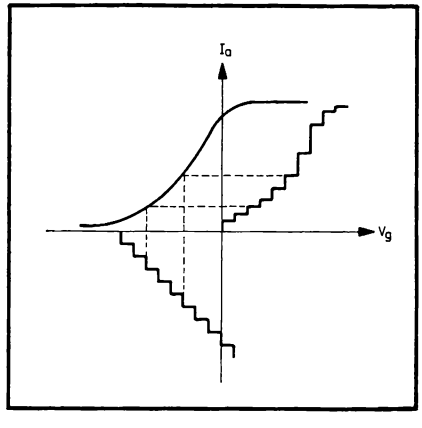


Fig. 17-19. — La non-linéarité introduit des déformations du signal en escalier appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

4. — Introduction à la théorie des pôles et des zéros

La théorie des pôles et des zéros est intéressante à connaître, car elle facilite considérablement l'étude du projet d'un amplificateur. Nous ne donnerons ici que quelques indications sommaires, mais nous aurons l'occasion d'y revenir lors de l'étude de l'amplificateur F.I.

Soit un circuit-bouchon (circuit antirésonnant) composé d'une résistance, d'une bobine et d'un condensateur en parallèle. Son admittance est

$$Y = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + G,$$

où G est la conductance, inverse de la résistance ($G = 1/R$). L'admittance étant l'inverse de l'impédance on a

$$Z = \frac{1}{j\omega C + \dfrac{1}{j\omega L} + G}.$$

On démontre que cette relation peut s'écrire

$$Z(p) = \frac{p}{p^2 C + G p + \dfrac{1}{L}},$$

où $p = j\omega$. Il faut prendre garde au fait que $Z(p)$ ne signifie pas « Z multiplié par p » : (p) est ici un opérateur mathématique qui signifie que Z fait partie du plan complexe (p).

L'impédance du circuit varie en fonction de C, G et L (mais ces facteurs sont en général constants) et de p (c'est-à-dire de $j\omega$).

Pour $p = 0$, $Z(p)$ est égal à zéro. La signification « physique » de ce résultat est facile à comprendre, car si la tension est continue, la bobine constitue un court-circuit. Dans notre cas, la fonction $Z(p)$ n'a qu'un seul zéro pour $p = 0$, mais il existe des fonctions $Z(p)$ qui peuvent avoir plusieurs zéros.

Lorsque le dénominateur est égal à zéro, la fonction $Z(p)$ devient infinie. Or, au dénominateur nous avons une équation du second degré,

$$p^2 C + p G + \frac{1}{L} = 0,$$

qui a deux racines p_1 et p_2. On appellera *pôles* de la fonction $Z(p)$ les racines de cette équation. *Toutes les caractéristiques de la fonction sont contenues dans les pôles et les zéros.* Il suffira de déterminer l'emplacement des pôles dans le plan complexe pour être en mesure de tracer la courbe de réponse amplitude/fréquence du circuit (c'est-à-dire, dans notre cas, la courbe de l'impédance) et la courbe du temps de transmission.

Pour préciser ces notions quelque peu abstraites, poursuivons l'étude de notre exemple.

Les racines de l'équation précédente sont :

$$p_1,\ p_2 = -\frac{G}{2C} \pm j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{G}{2C}\right)^2}.$$

On peut écrire

$$\frac{G}{2C} = \frac{1}{2RC} = \frac{\omega_0}{2Q} \left(\text{puisque } Q = RC\,\omega_0\right),$$

et comme $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, on obtient $p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{\omega_0}{2Q}\right)^2}$,

et, si Q est grand,

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\,\omega_0.$$

Le premier terme du second membre est la partie réelle des pôles p_1 et p_2. La partie imaginaire est ω_0.

Dans la figure 17-20, nous avons tracé le plan complexe p_0 et nous y avons porté l'emplacement des pôles p_1 et p_2. Remarquons que nous avons représenté verticalement l'axe des parties imaginaires. Par la suite, nous ferons subir à la figure une rotation de 90° (l'axe des imaginaires sera en abscisse) de façon à avoir les pôles au-dessus de l'axe des abcisses, ce qui est plus facile à lire.

Avant d'aller plus loin, il faut signaler qu'il existe une autre façon plus condensée d'écrire l'équation de l'impédance Z(*p*) :

$$Z(p) = \frac{1}{C} \cdot \frac{p}{\left(p^2 + p\frac{G}{C} + \frac{1}{LC}\right)} = \frac{1}{C} \cdot \frac{p - p_0}{(p - p_1)\ (p - p_2)},$$

p_1 et p_2 étant les racines de l'équation du second degré du dénominateur, et $p_0 = 0$ dans notre cas. Les termes $(p - p_0)$, $(p - p_1)$, $(p - p_2)$ sont des vecteurs compris dans le cadre délimité par les coordonnées du plan complexe

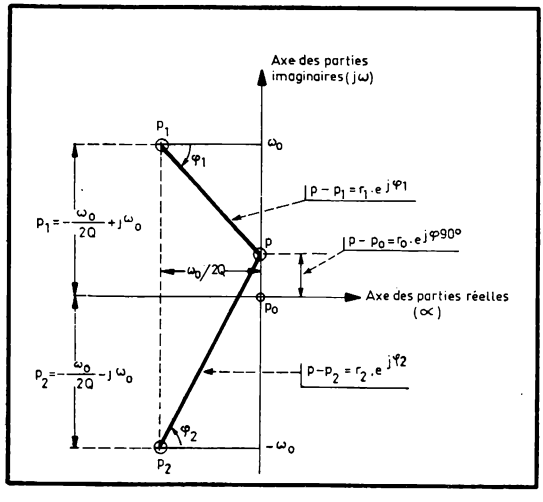


Fig. 17-20. — Représentation dans le plan complexe des pôles d'un circuit antirésonnant, ou circuit bouchon.

et les droites joignant les racines (fig. 17-20). Ces vecteurs peuvent être représentés en notation imaginaire

$$(p - p_0) = r_0 . e^{j90°};\ (p - p_1) = r_1 . e^{j\varphi_1};\ (p - p_2) = r_2 . e^{j\varphi_2}.$$

Si la bande passante est relativement étroite, c'est-à-dire si le rapport f_0/B (fréquence centrale sur bande passante) est plus grand que 1,5, ce qui est le cas dans l'amplificateur F.I. où ce rapport est de l'ordre de 3, le rapport $(p - p_0)/(p - p_2)$ est sensiblement égal à 0,5. Le vecteur $(p - p_2)$ est très éloigné de *p*, de sorte qu'il peut se confondre avec l'axe des imaginaires.

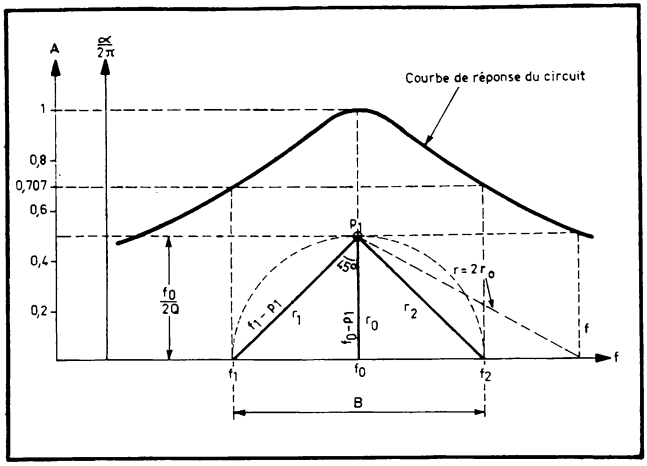


Fig. 17-21. — Courbe de réponse d'un circuit bouchon en fonction de la fréquence. Le pôle actif $\mathbf{p}_1$ a pour abscisse $\mathbf{f}_0$ et pour ordonnée $\mathbf{f}_0/2\mathbf{Q}$. Les fréquences de coupure $\mathbf{f}_1$ et $\mathbf{f}_2$ correspondent à l'intersection de l'axe des abscisses et d'une circonférence de rayon $\mathbf{f}_0/2\mathbf{Q}$.

L'équation de l'impédance devient très simple

$$Z(p) = \frac{1}{2\,C} \cdot \frac{1}{(p - p_1)} = \frac{1}{2\,C} \cdot r_1 \cdot e^{j\,\varphi_1}.$$

On appellera p_1 le *pôle actif*. Nous pouvons maintenant tracer la courbe de réponse du réseau. Le pôle p_1 est exprimé par la relation

$$p_1 = -\frac{\omega_0}{2\,Q} + j\,\omega_0 = 2\,\pi \left(-\frac{f_0}{2\,Q} + j\,f_0 \right).$$

Le terme $f_0/2\,Q$ est le *coefficient d'amortissement*. Il permet de placer le pôle p_1 par rapport à la fréquence de pulsation (fig. 17-21). Nous voulons maintenant connaître la variation de $Z(p)$ par rapport à l'impédance à la fréquence de résonance. Ce rapport est donné par :

$$\frac{Z(f_1)}{Z(f_0)} = \left| \frac{f_0 - p_1}{f_1 - p_1} \right| = \frac{r_0}{r_1}.$$

Par exemple, nous pouvons trouver les fréquences de coupure f_1 et f_2 puisque nous savons que le rapport $r_0/r_1 = 0{,}707$. Nous pouvons trouver les fréquences pour lesquelles la courbe de réponse est de 0,5 avec $r = 2\,r_0$.

On peut démontrer que, pour un circuit-bouchon, le pôle actif est placé au sommet d'une demi-circonférence de diamètre égal à $f_2 - f_1 = B$ et que $B = f_0/Q$; B est la bande passante du circuit à — 3 dB.

Le diagramme des pôles permet également de déterminer la caractéristique de phase du système. On se souvient que le temps de transmission est le rapport de l'angle de déphasage et de la pulsation ($\tau = \varphi/\omega$). Ce rapport, ainsi défini, n'est pas commode, et on préfère utiliser le *temps de retard de groupe* dont l'intérêt est d'être aisément mesurable. Le temps de retard de groupe est le rapport de petites variations de φ et de ω, c'est-à-dire

$$\tau_g = \frac{d\,\varphi}{d\,\omega} \text{ ou } \tau_g = \frac{1}{2\,\pi} \cdot \frac{d\,\varphi}{d\,f},$$

et n'est autre chose que la dérivée de la phase par rapport à la fréquence (c'est sa véritable définition).

L'angle de déphasage est donné par la relation

$$\varphi_1 = \text{arc tg } \frac{f_1 - f_0}{f_0/2\,Q} = \text{arc tg } \frac{2\,(f_1 - f_0)}{B}.$$

On peut démontrer, en portant cette expression dans τ_g, que $\tau_g = 1/\pi B$, expression particulièrement simple qui permet de trouver le temps de retard de groupe pour une bande de largeur donnée. Par exemple, pour B = 10 MHz on a $\tau_g = 1/31{,}4 \# 0{,}03$ µs.

Prenons un exemple numérique pour le calcul de l'angle de déphasage. Soit B = 10 MHz, on demande quel est l'angle pour $f_1 - f_0 = 5$. On a

$$\varphi_1 = \text{arc tg } \frac{2 \times 5}{10} = \text{arc tg } 1, \text{ d'où } \varphi_1 = 45°.$$

Dans la pratique, le calcul de l'angle est complètement inutile puisqu'il correspond à l'angle que fait $(f_1 - p_1)$ avec $(f_0 - f_1)$. Il suffit, par conséquent, de mesurer cet angle pour connaître la variation de φ.

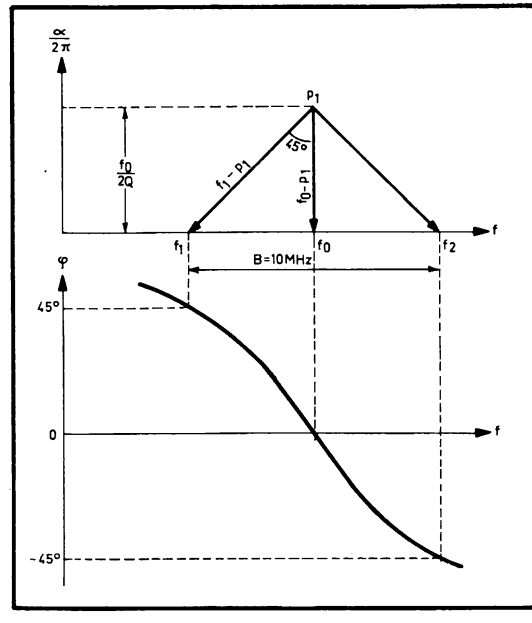


Fig. 17-22. — Détermination de la caractéristique de phase à partir du diagramme des pôles.

La méthode que nous avons esquissée ici paraîtra peut-être bien compliquée par rapport aux résultats acquis. En fait, elle n'est qu'une très brève incursion dans un domaine très vaste, mais plein de ressources, et qui facilite considérablement les calculs des amplificateurs F.I. notamment. Nous aurons l'occasion d'y revenir et de développer ces quelques notions préliminaires dans le chapitre consacré à l'amplification F.I. (*cf.* chap. 19).

5. — Conduite du calcul d'un amplificateur

La conduite du calcul d'un amplificateur est souvent assez laborieuse. Nous allons essayer d'en indiquer brièvement les principales étapes. Généralement, les données sont les suivantes : bande passante à — 3 dB et fréquence

centrale ou, plus simplement, les deux fréquences de coupure; tension d'entrée et tension (ou puissance dans le cas d'un amplificateur de puissance) nécessaire à la sortie. En ce qui concerne la bande passante, on dispose en télévision de « gabarits » que nous donnerons dans les chapitres suivants.

On connaît ainsi le produit G.B et, suivant sa valeur, il faudra prévoir un ou plusieurs étages. La répartition des gains étant faite, il faut choisir les éléments actifs pouvant assurer l'amplification nécessaire pour chaque étage. Le choix de l'élément actif est d'autre part déterminé par la fonction qu'il doit remplir. Par exemple, pour un amplificateur vidéo, la tension de sortie peut atteindre 100 V, de sorte que, si un transistor est employé, il faudra en choisir un qui puisse supporter 100 V au minimum en régime permanent. Puis il faut fixer un point de fonctionnement et tracer la droite de charge, en tenant compte de la puissance pouvant être dissipée par l'élément actif choisi et du gain imposé, la valeur de la charge devant être compatible avec la bande fixée pour l'étage. La résistance de charge et celle de polarisation peuvent alors être calculées.

Il faut étudier les circuits d'entrée et de sortie, en tenant compte de la fonction de l'étage, circuits accordés pour un amplificateur F.I., circuit à résistance-capacité pour un amplificateur B.F. Les circuits d'entrée et de sortie sont extrêmement importants, car ils sont responsables de la qualité de l'amplificateur. En effet, l'élément actif ne devrait intervenir dans l'amplificateur qu'en tant que « fournisseur d'énergie ». Il faut tenir compte, dans le calcul des circuits, des éléments parasites dus au tube ou au transistor. Il faut faire en sorte que ces éléments parasites n'influent pas, ou très peu, sur le comportement de l'amplificateur. Malheureusement, ils sont variables selon le fonctionnement de l'amplificateur et particulièrement avec les transistors, de sorte que l'on est obligé d'admettre une certaine déformation de la courbe de réponse. Mais pour limiter cette déformation au minimum, on s'efforcera de réaliser des circuits d'entrée et de sortie ayant des constantes telles qu'elles seront beaucoup plus grandes que les éléments parasites. En bref, on essaie de rendre le tube ou le transistor apériodique, et on confie aux circuits d'entrée et de sortie la responsabilité des courbes de réponse en fréquence et en phase. Puis, il faudra prévoir les circuits auxiliaires tels que corrections pour les amplificateurs vidéo, prise pour la commande automatique de gain, etc.

Voilà très succinctement tracées les grandes lignes du calcul d'un amplificateur. Après cela, il convient de passer à l'expérimentation pour les inévitables retouches complémentaires.

CHAPITRE 18

SÉLECTEURS V.H.F. ET U.H.F.

Nous allons aborder, à partir de ce chapitre, l'étude de la constitution des téléviseurs. Après un exposé sommaire sur le bruit, nécessaire pour comprendre l'utilité et le rôle des premiers étages, nous étudierons les différentes parties des sélecteurs, puis leur constitution générale et, enfin, nous donnerons quelques exemples de réalisation pratique.

Mais, dès à présent, nous pouvons concevoir que les faibles signaux fournis par l'antenne doivent être transmis, par les sélecteurs, dans les meilleures conditions possibles : gain important; rapport signal/bruit faible; bande transmise suffisamment large.

Rappelons, avant d'entrer dans le vif du sujet, que nous avons groupé en un seul chapitre l'étude des antennes d'émission et de réception.

1. — Étude sommaire du bruit

La théorie complète du bruit est très complexe. Nous la simplifierons à l'extrême, car, en fait, un technicien n'a besoin que de quelques notions sommaires et de quelques définitions qui permettront à la suite de mesures — de comparer tels ou tels montages.

On groupe sous le terme général de « bruit » des phénomènes d'origines diverses dont les effets perturbent la réception. Ces bruits sont dus, soit à la température (bruits d'origine thermique qui, à la température du zéro absolu, sont inexistants), soit à des rayonnements électromagnétiques du cosmos (ou plus simplement à des décharges électriques dans le ciel), soit à des engins industriels (parasites créés par des moteurs électriques). Les remèdes à ces deux dernières sources de bruits — plus communément appelés parasites — seront étudiés plus tard (*cf.* chap. 29).

Le bruit qui nous intéresse ici a des origines purement électroniques. A la température ambiante, les électrons s'agitent de façon désordonnée autour d'une position moyenne. Ces mouvements, tout à fait imprévisibles, produisent des tensions électriques extrêmement faibles — de l'ordre des microvolts — et dont la valeur moyenne est nulle. Malheureusement, *les valeurs instantanées ne sont pas nulles,* de sorte qu'elles s'ajoutent ou se retranchent aux informations transportées par le conducteur. Si ces informations sont du

même ordre de grandeur que les tensions instantanées de bruit, elles sont complètement dénaturées. La figure 18-1 illustre clairement ce phénomène. On voit que si l'on ajoute une tension de bruit à une tension sinusoïdale, la tension recueillie ne correspond plus à celle d'entrée.

1-1. — *RAPPORT SIGNAL/BRUIT*

Si la tension d'entrée est grande par rapport à celle du bruit, la déformation devient minime. Cette remarque conduit à une notion importante; celle du *rapport signal/bruit.* Plus ce rapport est grand, meilleure est la réception. Le tableau ci-après définit la qualité de l'image pour quelques rapports signal/bruit :

Rapport signal/bruit		Qualité de l'image
Rapport en tension	Rapport en décibels	
100	40 dB	Excellente
75	37 dB	Très bonne
50	34 dB	Bonne
30	30 dB	Assez bonne
20	26 dB	Juste suffisante
10	20 dB	Insuffisante
3	10 dB	Inexploitable

En télévision, le bruit se traduit par une sorte de fourmillement de petites taches qui « brouillent » l'image (blanches en modulation positive et noires en modulation négative). On dit qu'il y a de la « neige » dans l'image, ce qui traduit bien l'effet perturbateur. D'autre part, le son est affecté d'un « souffle » persistant désagréable.

La relation donnant la tension instantanée du bruit est intéressante à connaître. Elle est connue sous le nom de formule de Nyquist

$$e = 2\sqrt{k.T.R.B}$$

où e est exprimé en volt;

k est la constante de Boltzmann ($k = 1{,}38.10^{-23}$);

T est la température absolue exprimée en degrés Kelvin (0 °C = 273 °K);

R est la résistance exprimée en ohms, sur laquelle nous reviendrons;

B représente la bande passante du dispositif considéré, exprimée en hertz.

Cette relation montre que les tensions de bruit croissent avec la température (ce qui est naturel, puisqu'elles sont dues à celle-ci), avec la bande passante (ce qui se conçoit aussi, car le bruit n'a pas de fréquence propre; il s'étend des plus basses aux plus hautes fréquences), et enfin avec la résistance.

A ce propos, il faut noter que *seules les résistances produisent du bruit thermique;* les éléments réactifs n'en produisent pas, pour autant qu'ils sont « purs ». Par exemple, une bobine produit du bruit; mais c'est la seule résistance, mesurée en continu, qui en est la cause. Dans un réseau complexe, $Z = R + j X$, seule la partie réelle R produit du bruit. Pour une antenne, la résistance, source du bruit, est la résistance de rayonnement (compte non tenu de la résistance propre des éléments de l'antenne, laquelle est négligeable).

Nous pouvons calculer, pour fixer les idées, la tension de bruit produite par l'antenne. Si sa résistance est de 75 Ω, la température ambiante de 25 °C, soit 300 °K, la bande passante de 15 MHz environ, on trouve, par application simple de la formule de Nyquist donnée plus haut, 4,3 μV environ. Avec une antenne d'impédance 300 Ω, on trouverait une tension de bruit égale à 8,6 μV.

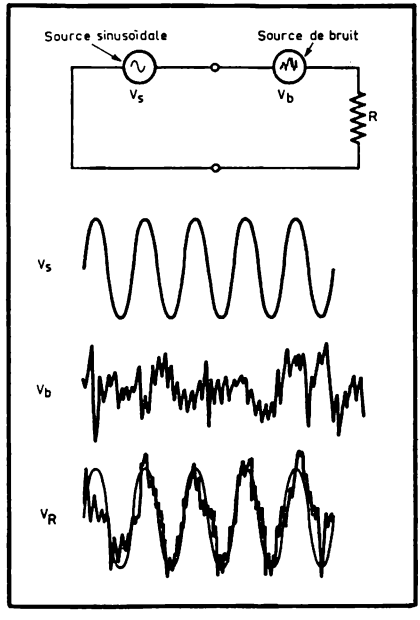


Fig. 18-1. — L'addition d'un signal V_s et d'une tension de bruit V_b d'amplitude crête à crête à peu près égale à celle du signal V_s donne une tension résultante V_R dans laquelle le signal sinusoïdal se distingue difficilement.

Pour que la qualité de l'image soit simplement bonne, il faudrait que l'antenne fournisse un signal de 215 μV au récepteur (dans le premier cas), à condition que celui-ci n'introduise pas de bruit supplémentaire. Il faut noter aussi, avant d'aller plus loin, que, dans le calcul du bruit produit par l'antenne, nous avons tenu compte du seul bruit thermique souvent appelé *effet Johnson*, du nom du premier savant qui le mit en évidence. En réalité, l'antenne est soumise à toutes sortes de perturbations, dont l'analyse sort du cadre de cet ouvrage, mais qui augmentent sensiblement le bruit produit par elle.

1-2. — *BRUIT PRODUIT PAR LES COMPOSANTS ACTIFS*

Au bruit produit par l'antenne, il faut ajouter celui provoqué par les tubes ou les transistors. Il est dû aux mouvements des électrons arrivant sur les électrodes (bruit dit de répartition) ou au passage de ceux-là près de celles-ci (bruit dit d'induction). L'étude de ces différents bruits est d'une complexité telle que l'on est convenu de représenter un tube ou un transistor par une résistance équivalente, qui fournit la même quantité de bruit dans les mêmes conditions de fonctionnement. On peut alors comparer tel élément par rapport à tel autre.

Si on attaque, avec un signal quelque peu détérioré, un amplificateur produisant un certain bruit, le gain apporté par l'étage s'applique évidemment au signal, mais aussi au bruit qui l'accompagne, de sorte qu'à la sortie, le rapport signal/bruit a changé, mais dans le mauvais sens. Il se trouve réduit, donc moins favorable, car *le bruit produit par l'étage s'ajoute à celui introduit à*

l'entrée. On peut augmenter autant que l'on veut le gain de l'étage ou celui des étages suivants, on ne parviendra pas à améliorer le rapport signal/bruit.

Si, au contraire, le premier étage amplifie, sans introduire de bruit supplémentaire, le rapport signal/bruit sera le même à la sortie qu'à l'entrée.

Par exemple, si le premier étage procure un gain en tension de 20 — sans introduire de bruit — et que l'antenne fournisse un signal de 215 μV, avec 4,3 μV de bruit, on aura, à la sortie, un signal de $215 \times 20 = 4300$ μV et un bruit de $4{,}3 \times 20 = 86$ μV. Le rapport signal/bruit est toujours de 50 (215/4,3 = 4300/86), et la réception est encore bonne. D'autre part, le signal, ayant maintenant une amplitude de 4,3 mV, ne sera que peu affecté par les bruits provenant des étages suivants, bruits qui restent de l'ordre des microvolts. Cela dit, il faut bien comprendre que *l'on est incapable d'améliorer un rapport signal/bruit donné.* On peut tout au plus, en prenant beaucoup de précautions, ne pas le rendre plus défavorable.

1-3. — *FACTEUR DE BRUIT*

Le problème consiste donc à concevoir un amplificateur produisant le minimum de bruit pour le maximum d'amplification. Pour pouvoir comparer les qualités des différents étages, on a été conduit à définir un facteur de bruit : c'est le *rapport des rapports signal/bruit, exprimés en puissances, entre l'entrée et la sortie.* C'est donc

$$\text{Facteur de bruit} = \frac{P_e}{P_s}$$

où P_e représente le rapport puissance utile/puissance bruit à l'entrée et P_s le même rapport à la sortie.

Etant donné que ce rapport contient le gain en puissance de l'amplificateur (puissance utile de sortie/puissance utile d'entrée), on peut exprimer le facteur de bruit de la façon suivante

$$F = \frac{1}{G_p} \times \frac{\text{Puissance de bruit sortie}}{\text{Puissance de bruit entrée}}.$$

D'autre part, comme l'adaptation entre l'antenne et l'amplificateur doit être obligatoirement réalisée, pour que le taux d'ondes stationnaires soit aussi voisin de 1 que possible, la puissance de souffle transmise est maximale et égale à

$$P_s = E^2/4\,R;$$

d'où, en remplaçant E par sa valeur,

$$P_s = 4\,k.T.R.B/4\,R = k.T.B.$$

En portant cette valeur dans la relation ci-dessus, on a le facteur de bruit

$$F = \frac{\text{Puissance de bruit sortie}}{k.T.B.G_p}.$$

Cette relation est pratique, car tous ses facteurs sont connus ou mesurables, ce qui permet de calculer aisément le facteur de bruit. Pour une bande passante donnée, le gain est d'autant meilleur que le facteur de bruit est plus faible, les conditions de mesure étant évidemment les mêmes. En général, on exprime le facteur de bruit en décibels, de sorte que

$$F\,(dB) = 10 \log F$$

(10, car c'est un rapport de puissance). D'autre part, de nombreux constructeurs expriment le facteur de bruit par la relation suivante

$$F\,k\,T = \frac{\text{P bruit sortie}}{B.G_p},$$

de sorte qu'il est quelquefois difficile d'apprécier la qualité de tel amplificateur par rapport à tel autre, si on ne sait pas de quel facteur de bruit il est question.

1-4. — *FACTEUR DE BRUIT DE PLUSIEURS AMPLIFICATEURS EN CASCADE*

Lorsque plusieurs amplificateurs — ou plus généralement plusieurs quadripôles — sont connectés en cascade, les facteurs de bruit ne s'ajoutent pas arithmétiquement. On démontre que le facteur de bruit global est égal à

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_2} \ldots + \frac{F_n - 1}{G_{(n-1)}},$$

où F_1, F_2, F_3... F_n sont les facteurs de bruit des amplificateurs 1, 2, 3... n ramenés à l'entrée, et G_1, G_2... $G_{(n-1)}$ les gains de chacun de ces amplificateurs. Cette expression montre que la contribution au bruit global des amplificateurs successifs, à partir du deuxième, est assez faible, puisque leur facteur de bruit est divisé par le gain de l'étage précédent. Si le gain du premier amplificateur est grand, il fixe pratiquement à lui seul le facteur de bruit global de la chaîne d'amplification. Ainsi, dans un récepteur de télévision, c'est le premier amplificateur V.H.F. ou U.H.F. qui fixe le facteur de bruit global du téléviseur. Si l'on recherche une meilleure précision, on peut éventuellement tenir compte du facteur de bruit de l'étage changeur de fréquence — qui est assez bruyant — mais il est tout à fait inutile de tenir compte du bruit des étages suivants.

2. — Analyse des sélecteurs V.H.F. et U.H.F.

Les étages V.H.F. ou U.H.F. d'un téléviseur ont deux rôles principaux à jouer :

1. — Fixer le facteur de bruit du récepteur, et par suite sa sensibilité; cette tâche est dévolue au premier étage;

2. — Convertir les fréquences du canal reçu en fréquences intermédiaires, de façon que, quel que soit le canal sur lequel on accorde le téléviseur, les fréquences à la sortie soient les mêmes.

On a pris l'habitude d'appeler « rotacteur » la partie chargée de la conversion des V.H.F. en F.I., du fait que l'on utilise un commutateur rotatif sur lequel sont fixées les diverses bobines d'accord. Le réglage continu s'imposant, il est possible que le terme sélecteur — d'ailleurs plus correct — se substitue à cette ancienne expression. On appelle généralement « tuner » la partie chargée de la conversion des U.H.F. Ici encore le terme sélecteur serait plus correct.

Quoi qu'il en soit, les deux parties ont sensiblement le même schéma de principe — avec quelques dispositions spéciales toutefois pour le sélecteur V.H.F. — schéma représenté dans la figure 18-2 et comprenant :

a. — Un circuit d'entrée accordé sur le canal à recevoir et chargé d'adapter les impédances de l'antenne et du récepteur;

b. — Un amplificateur dont la principale fonction est de fixer le facteur de bruit du récepteur, suivi d'un filtre de bande accordé sur la fréquence centrale du canal à recevoir; ce filtre de bande constitue la charge de l'amplificateur;

c. — Un étage changeur de fréquence, comportant un oscillateur local et un mélangeur, et convertissant les signaux V.H.F. ou U.H.F. en signaux F.I.;

d. — Enfin, un circuit de sortie accordé sur la fréquence intermédiaire, dont le rôle est de supprimer les fréquences indésirables et, éventuellement, d'adapter les impédances d'entrée de l'amplificateur F.I. et de sortie du sélecteur.

2-1. — *CIRCUIT D'ENTRÉE*

Ce circuit a donc un double rôle : accorder le téléviseur sur le canal à recevoir et adapter les impédances. La nécessité de l'adaptation n'est pas évidente lorsque l'on emploie des tubes, puisque, nous l'avons dit, ces derniers travaillent en tension et non en puissance. Cette remarque est vraie si les fréquences en jeu ne sont pas trop élevées (jusqu'aux ondes métriques).

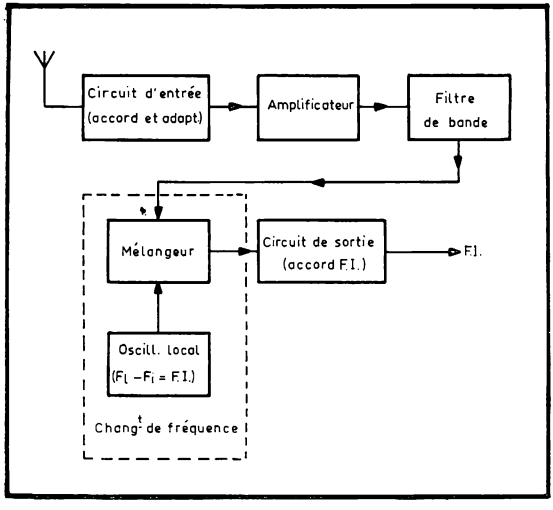


Fig. 18-2. — Schéma synoptique d'un sélecteur V.H.F. ou U.H.F.

Malheureusement, aux fréquences où l'on travaille, l'impédance d'entrée est composée d'une capacité en parallèle sur une résistance dont la valeur est fonction de la fréquence, et c'est à cause de la présence de cette résistance que l'on est conduit à faire un transfert de puissance et non un transfert de tension comme cela se pratique en radiodiffusion.

Le véritable objectif de l'adaptation n'est pas tant de recueillir un maximum de puissance (on a vu que le rendement variait peu autour d'une large gamme de valeurs — voir chap. 17, p. 371), mais surtout d'obtenir un T.O.S. aussi voisin que possible de 1 (chap. 15, p. 000). Un T.O.S. trop important a pour effet de doubler, voire tripler les images sur l'écran, de la même façon qu'un écho.

L'adaptation parfaite est difficilement réalisable, car si le circuit d'entrée peut se comporter comme une résistance pure, de valeur égale à celle de

l'antenne, pour une certaine fréquence, son impédance varie de part et d'autre de cette fréquence.

Le circuit d'entrée peut revêtir diverses formes, mais dans tous les cas on s'arrange pour que, à la fréquence centrale du canal à recevoir, il soit équivalent à une résistance pure, de 75 ou 300 Ω, selon le type d'antenne utilisé. Il doit, en outre, constituer, avec la capacité d'entrée, un circuit accordé sur cette fréquence. Deux modes de liaison entre l'antenne et le récepteur sont possibles : liaison directe ou liaison par couplage, le plus souvent magnétique.

2-1-1. — *Les circuits d'entrée à liaison directe*

On peut envisager deux types de solutions en liaison directe : en série ou en parallèle. Les circuits correspondants sont représentés respectivement dans les figures 18-3*a* et *b*. Dans les deux schémas, R_e représente la résistance d'entrée de l'amplificateur, C_e la capacité d'entrée avec laquelle L constitue un circuit antirésonnant ou résonnant ($L\,C\,\omega_0^2 = 1$, avec ω_0 pulsation de la fréquence centrale du canal à recevoir).

Pour adapter R_e et R_a (résistance d'antenne égale à 75 ou 300 Ω), il peut être nécessaire de connecter, en parallèle sur R_e, une résistance matérielle R qui répond à la condition

$$R = \frac{R_e . R_a}{R_e - R_a}.$$

Ces circuits, d'une grande simplicité, manquent de souplesse en ce qui concerne l'adaptation et dissipent, en pure perte, une partie de l'énergie. D'autre part, il est préférable de « séparer » l'antenne du circuit d'entrée, le désaccord de l'un se répercutant sur l'autre. En dépit de ces inconvénients, ces circuits sont souvent utilisés à cause de leur simplicité et notamment avec les circuits à transistors. En effet, l'adaptation est généralement facile à réaliser avec les transistors, leur résistance d'entrée étant faible et grosso modo du même ordre de grandeur que celle de l'antenne.

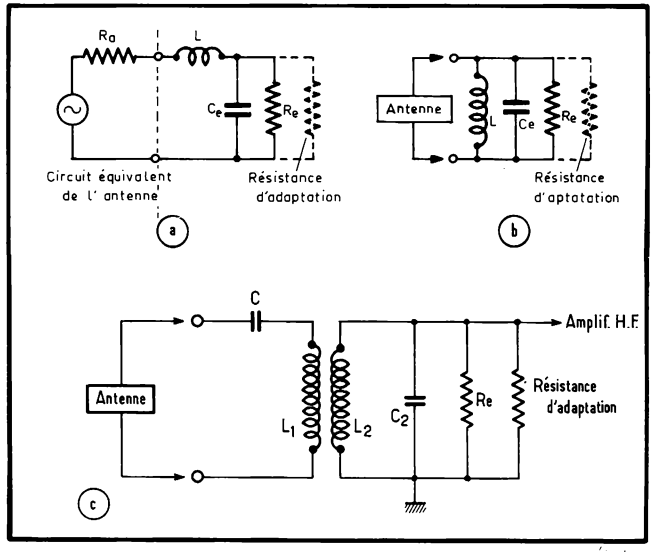


Fig. 18-3. — Les principaux circuits d'entrée : **a)** liaison directe série ; **b)** liaison directe parallèle ; **c)** liaison par transformateur.

2-1-2. — *Les circuits d'entrée à transformateur*

Le couplage par transformateur présente de nombreux avantages par rapport à la liaison directe : il est beaucoup plus souple en ce qui concerne l'adaptation; il est plus sélectif en ce sens que la protection contre d'éventuels brouilleurs est meilleure; il est mieux protégé à l'égard des désaccords éventuels.

Le secondaire du transformateur est toujours accordé sur la fréquence centrale du canal à recevoir; le primaire peut être soit apériodique (simple bobine connectée en série avec l'antenne), soit accordé par capacité (fig. 18-3*c*).

Dans les deux cas, l'adaptation est assez simple à réaliser en jouant sur le coefficient de couplage ou le rapport de transformation; elle reste relativement constante dans une bande de fréquences assez large, du fait de l'amortissement introduit par la résistance d'entrée de l'étage.

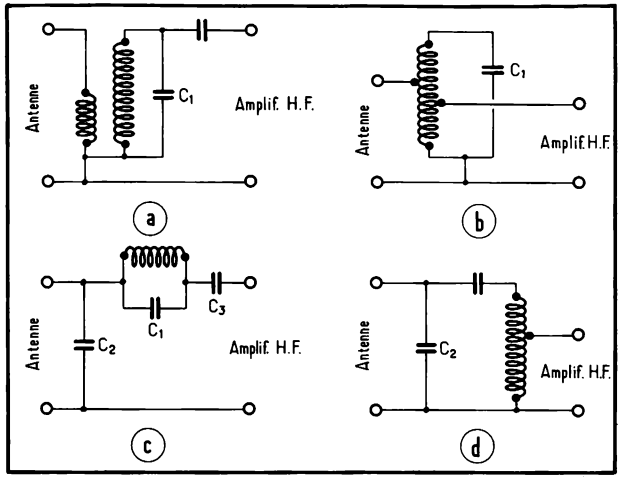


Fig. 18-4. — Quelques schémas de circuits d'entrée. Ils peuvent être ramenés, par le calcul, aux schémas fondamentaux de la figure 18-3.

Le choix entre transformateur à primaire apériodique ou à primaire accordé est assez difficile à faire : le second offre une meilleure protection vis-à-vis des brouilleurs; le premier est moins sensible en ce qui concerne les désaccords. Il est en outre un peu plus simple à réaliser.

Il existe à vrai dire un très grand nombre de schémas de circuits d'entrée. Nous en montrons quelques exemples en figure 18-4. Il convient de noter que, suivant les fréquences, certains condensateurs ne sont pas « visibles » car ils sont constitués par les capacités parasites. C'est ainsi que dans le schéma *c* la capacité C_1 peut être constituée en tout ou partie par la capacité répartie de la bobine et que C_2 peut être la capacité parasite entre la prise d'antenne et l'entrée du récepteur. En *a* ou *b*, C_1 peut être en tout ou partie la capacité répartie de la bobine. On remarquera, en outre, qu'en *b* l'adaptation peut être obtenue par le jeu des prises sur la bobine.

Le circuit d'entrée (et celui de sortie) de l'amplificateur est responsable de la bande passante et finalement de la « sélectivité » de l'étage. Il faut donc savoir quelle doit être la bande passante globale du sélecteur.

2-1-3. — *Les bandes passantes*

Les canaux des bandes I et III, en France, ont une largeur de 13,15 MHz, à l'exception du canal 8A dont la largeur de bande est de 14 MHz. Les sélecteurs amplifiant simultanément la voie son et vision, il est nécessaire que la bande passante soit au minimum de 14 MHz.

En fait, on va s'efforcer de ne pas atténuer les porteuses vision et son, dont l'écart, pour le 819 lignes, est égal à 11,15 MHz et à 6,5 MHz en 625 lignes (fig. 18-5*a* et *b*). La bande passante globale à — 3 dB doit donc être plus large que cet écart. Mais il faut remarquer que chaque circuit influe sur la bande passante du sélecteur.

Le circuit d'entrée est forcément à bande large, à cause de l'amortissement nécessaire pour l'adaptation, mais son coefficient de surtension à vide doit être assez élevé.

L'ordre de grandeur de la bande passante, du circuit d'entrée, est de 20 à 30 MHz (en V.H.F.). Le filtre couplant l'amplificateur au mélangeur « rétrécit » la bande, de sorte que la réponse globale de l'amplificateur se rapproche de la forme rectangulaire. Le circuit de sortie du mélangeur, qui est le premier circuit F.I., est lui aussi à large bande, car il est fortement amorti. Finalement, la courbe de réponse globale du sélecteur est celle de la figure 18-5*c*, dans laquelle nous avons représenté les « réponses » partielles de chaque circuit.

Le problème est le même, dans son principe, en U.H.F., mais les bandes sont évidemment plus étroites (écart entre porteuses égal à 6,5 MHz pour les normes françaises).

On peut calculer les bandes respectives de chaque circuit par la méthode des pôles et des zéros. Mais, en vérité, nous ne trouvons pas très utile de faire appel ici à cette méthode, car les problèmes les plus difficiles à résoudre dans un sélecteur sont d'ordre technologique. En pratique, il suffit de dégrossir les circuits, par des calculs simples. Ensuite, il faudra soigner la réalisation en blindant correctement chaque étage, en faisant des connexions aussi courtes que possible, en découplant énergiquement les électrodes adéquates, etc. Tout cela est affaire de patience et de longue expérience.

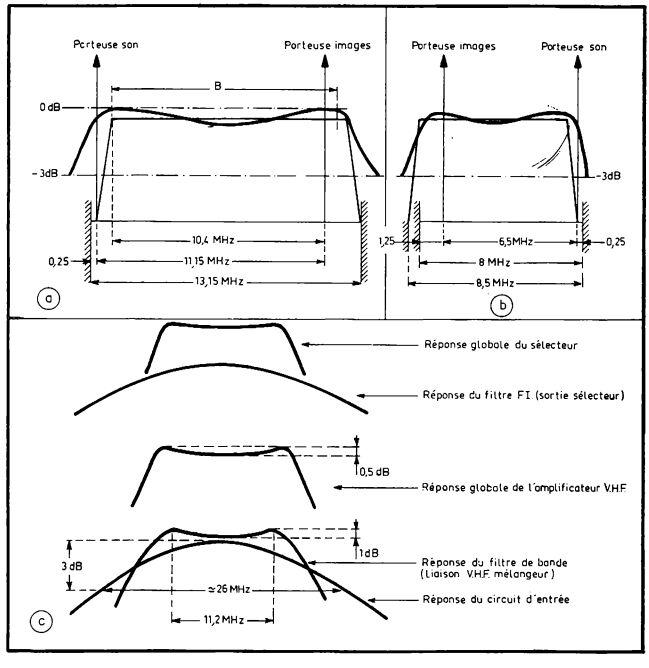


Fig. 18-5. — Ecart des porteuses son et vision pour un canal V.H.F. (**a**) et un canal U.H.F. (**b**) aux normes françaises. En **c**, apparaissent, à titre d'exemple, les courbes de réponse des différents circuits d'un sélecteur V.H.F.

Remarque I. — Les bobines des sélecteurs sont enroulées sur des mandrins à noyau de laiton ou d'aluminium, dont l'action est inverse de celle des matériaux magnétiques. Ainsi, l'introduction d'un noyau de laiton à l'intérieur de la bobine *diminue* le coefficient de self-induction de celle-ci; en outre, il amortit le circuit, de sorte que cette « perte » s'ajoute à celle de la résistance d'amortissement si celle-ci existe. L'utilisation des noyaux en laiton est intéressante dans ce sens qu'elle permet d' « arrondir » le nombre de tours des bobines (par exemple, on enroulera trois spires, si le calcul donne 2,6 spires) et de parfaire les réglages.

Remarque II. — La résistance d'entrée des tubes varie à peu près comme l'inverse du carré du rapport de fréquences. Ainsi, à la fréquence f_2, la résistance d'entrée sera égale à $R_2 = R_1 f_1^2/f_2^2$, où R_1 est la résistance d'entrée à la fréquence f_1, valeur que l'on donne à 100 MHz le plus souvent. Par exemple, soit un tube dont la résistance d'entrée à 100 MHz, est égale à 2500 Ω; on trouve la résistance d'entrée à 200 MHz en faisant $R_2 = 2500 \times (100)^2/(200)^2$ # 600 Ω.

Pour les transistors, la résistance d'entrée varie en fonction du courant d'émetteur et la charge du collecteur. Elle est quelquefois donnée par le constructeur sous la forme « conductance » g (inverse de la résistance), et quelquefois on dispose de courbes telles que celles de la figure 18-6, qui donnent l'admittance d'entrée (inverse de l'impédance) et qui s'interprètent de la façon suivante : soit un courant de collecteur de 2 mA et 200 MHz la fréquence de fonctionnement. L'intersection de $I_e = 2$ mA et de la courbe 200 MHz donne $g_{11b} = 28$ mA/V et $b_{11b} = -30$ mA/V. La conductance g_{11b} correspond à une résistance de 36 Ω environ, tandis que b_{11b} représente la partie « réactive », dite « susceptance », d'entrée.

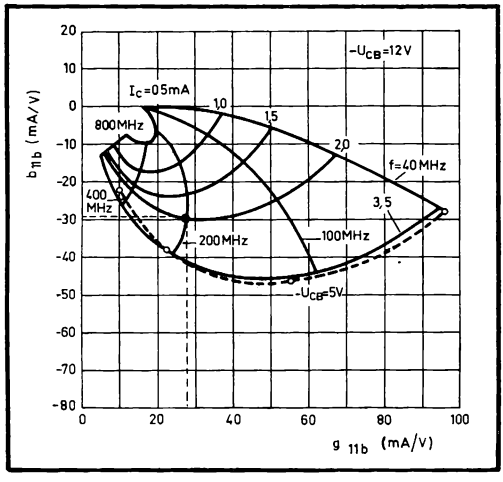


Fig. 18-6. — Exemples de courbes permettant de déterminer rapidement la conduction g_{11b} et la susceptance b_{11b} d'un transistor.

2-2. — *L'AMPLIFICATEUR V.H.F. OU U.H.F.*

Le premier étage amplificateur d'un téléviseur conditionne le facteur de bruit de l'appareil et, par suite, sa sensibilité. Il convient, par conséquent, de choisir les éléments actifs possédant un facteur de bruit minimal.

En U.H.F., le facteur de bruit des transistors est nettement plus faible que celui des tubes. Avec les premiers, on peut réaliser des sélecteurs dont le facteur de bruit est de l'ordre de 5 à 10 dB entre 460 et 850 MHz; avec les seconds, le facteur de bruit varie entre 10 et 15 dB dans la même gamme de fréquences. D'autre part, à ces fréquences, les performances des tubes diminuent considérablement (moindre gain, influence plus marquée des capacités parasites, etc.), de sorte que les transistors ont pu rapidement devenir « compétitifs ».

En V.H.F., en revanche, les transistors ont eu quelque mal à s'imposer. Pendant longtemps, leur gain restait inférieur à celui des tubes, et leur facteur de bruit équivalent ou même supérieur. Les progrès technologiques aidant, ces inconvénients ont pu être éliminés, de sorte que les transistors sont maintenant systématiquement préférés aux tubes, bien qu'ils posent encore un problème délicat : celui de la commande automatique de gain. Lorsque les signaux à l'entrée sont assez puissants, des risques d'intermodulation (appelée aussi transmodulation) peuvent apparaître, comme nous le verrons plus loin.

2-2-1. — *Choix du mode de montage*

Pendant longtemps on a hésité entre le montage à base commune ou celui à émetteur commun. Quant au montage à collecteur commun, il est à rejeter du fait d'une forte réaction interne qui lui est propre et qui rendrait l'amplificateur très instable aux fréquences où l'on travaille. Les schémas fondamentaux des montages à base commune et à émetteur commun sont rappelés en figure 18-7.

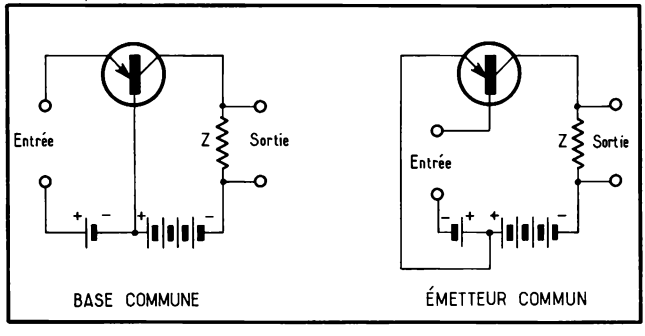


Fig. 18-7. — Deux des trois montages fondamentaux d'un transistor.

Le montage à base commune possède certains avantages par rapport à celui à émetteur commun :

a. — Il présente une fréquence de coupure beaucoup plus élevée;

b. — Avantage encore plus intéressant, *ce montage est caractérisé par une absence quasi totale de réaction de la sortie sur l'entrée,* ce qui rend inutile le neutrodynage;

c. — Enfin, l'adaptation est facilement réalisable puisque l'impédance d'entrée est assez faible. Un choix judicieux du point de fonctionnement permet d'obtenir une bonne adaptation sans qu'il soit nécessaire d'utiliser des éléments supplémentaires autres que ceux du circuit d'entrée.

Cependant, en dépit des avantages du montage à base commune, celui à émetteur commun est de plus en plus souvent choisi, car il procure un gain

en puissance supérieur, ce qui améliore évidemment le facteur de bruit. D'autre part, l'adaptation est assez simple à obtenir.

Mais il faut prévoir des circuits de neutrodynage, pour combattre l'effet Miller. Rappelons, à ce propos, que l'effet Miller se traduit par une multiplication de la capacité d'entrée par un facteur 1 + A où A est le coefficient d'amplification.

Le remède à cet effet consiste à ramener une tension de valeur égale et de signe opposé à celle en présence aux bornes de la capacité d'entrée. C'est le « neutrodynage » : on « neutralise » l'effet de la capacité d'entrée, dite aussi de réaction. Plusieurs montages existent.

Un des plus courants est celui de la figure 18-8 dans lequel on ajoute un bobinage L_n entre base et collecteur de façon à constituer un circuit anti-résonnant dont l'impédance devient théoriquement infinie à la fréquence de résonance. Il faut donc que la bobine L_n soit telle que $L_n = 1/\omega_0 C_r$. Le condensateur en série avec L_n isole le circuit d'émetteur de celui de collecteur et son impédance doit être faible à la fréquence de résonance. Dans certains schémas, ce condensateur peut ne pas être présent.

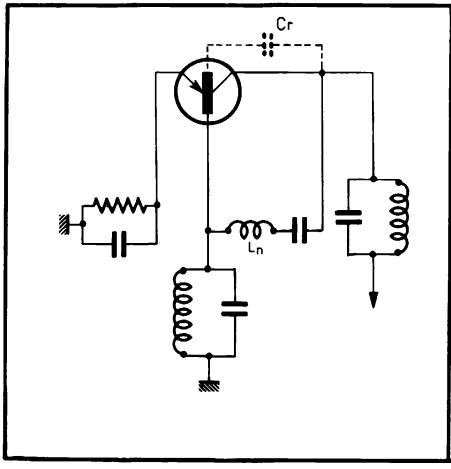


Fig. 18-8. — Neutrodynage d'un oscillateur par bobine L*n*.

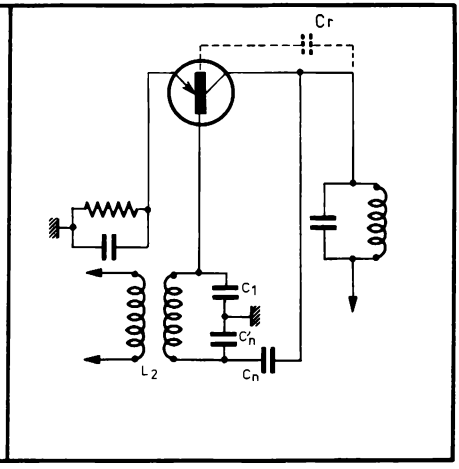


Fig. 18-9. — Neutrodynage par pont équilibré de capacités.

Le procédé est quelque peu différent dans la figure 18-9. L'ensemble des capacités parasites et matérielles forme un pont qui doit être équilibré de façon que la tension H.F. entre la masse et la sortie soit sans action sur le circuit d'entrée, c'est-à-dire sur la bobine L_2. Si C'_n est égale à C_1 (dans C_1 est comprise la capacité de réaction) la condition d'équilibre est $C_n = C_r$.

La nécessité du neutrodynage se retrouve avec tous les dispositifs ayant une réaction interne. Le problème est de réaliser un amplificateur à grand gain et stable dans toute la gamme de fréquences couverte. En fait, c'est un problème difficile à résoudre, parce que l'on ne peut pas neutrodyner efficacement un amplificateur dans une plage aussi large (V.H.F. ou U.H.F.).

2-2-2. — *Le problème de la C.A.G.*

Cependant, quel que soit le montage choisi, le véritable problème est de réaliser une commande automatique de gain efficace. Nous étudierons dans un chapitre ultérieur la façon d'obtenir la tension de commande, mais, dès

à présent, nous devons analyser les phénomènes résultant de l'application de cette tension.

Rappelons auparavant que le dispositif de C.A.G. a pour objectif de réduire ou d'augmenter le gain de l'étage en fonction de l'intensité du signal reçu. Avec les transistors, on peut y parvenir de deux façons :

a. — En augmentant le courant d'émetteur, ce qui a pour effet de diminuer le gain; c'est la C.A.G. dite directe (fig. 18-10*a*). On peut agir autrement, d'ailleurs, en diminuant la tension de collecteur, par exemple;

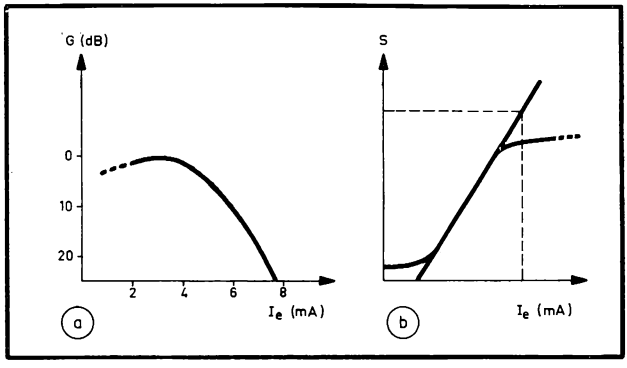


Fig. 18-10. — Courbes montrant la variation du gain d'un transistor en fonction de son courant d'émetteur (**a**) et celle de la pente en fonction de son courant de collecteur (**b**).

b. — En diminuant le courant de collecteur (C.A.G. dite inverse). La pente du transistor, et par suite le gain, est en effet fonction du courant de collecteur, comme l'illustre la figure 18-10*b*.

Le choix entre ces deux méthodes est assez difficile à faire, car, dans les deux cas, la variation du courant provoquée par la tension de C.A.G. fait varier d'autres paramètres (résistances et capacités d'entrée et de sortie,

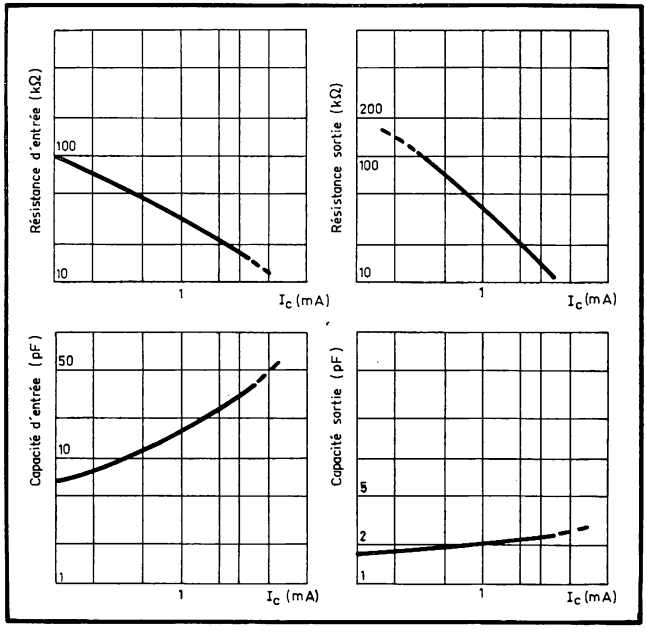


Fig. 18-11. — Diagrammes illustrant les variations des résistances et des capacités d'entrée et de sortie d'un transistor en fonction des variations du courant de collecteur.

cf. fig. 18-11), ce qui affecte le comportement de l'amplificateur et risque de déformer la bande transmise. Le phénomène de transmodulation — nous allons en parler plus loin — risque d'apparaître à cause de la non-linéarité de la pente. En conséquence, il faut prendre de nombreuses précautions, lors de l'établissement d'un schéma, de façon à compenser ces variations ou à *rendre les circuits peu dépendants de celles-ci ;* par exemple, en choisissant des éléments matériels de valeur beaucoup plus grande que celle des paramètres variables.

A noter aussi que les variations d'impédance sont plus importantes dans le mode direct que dans le mode inverse, mais le facteur de bruit est moins détérioré dans le premier cas.

Pour éviter que le facteur de bruit soit trop rapidement dégradé, *l'application de la tension de commande sur l'amplificateur H.F. ne se fait qu'à partir d'un certain niveau de signal,* alors qu'elle est appliquée directement, sans aucun retard, sur le premier étage F.I. Ainsi, à mesure que le signal reçu croît, le gain de l'amplificateur F.I. diminue. Le gain de l'amplificateur H.F. ne diminue qu'à partir du moment où le signal est suffisamment puissant pour qu'une dégradation du facteur de bruit soit sans influence sur la qualité de la réception.

Le plus souvent, la tension de C.A.G. est appliquée au circuit de base du premier amplificateur V.H.F. ou U.H.F.

2-2-3. — *Transmodulation*

En radiodiffusion, on dit qu'il y a transmodulation (ou encore intermodulation) lorsque l'émission que l'on reçoit est brouillée par un autre émetteur dont la fréquence est en dehors de la bande passante du récepteur. Si l'émission du premier est arrêtée, le brouilleur disparaît. Ce phénomène est lié à la non-linéarité des premiers étages du récepteur. Il peut se produire aussi en télévision, mais la transmodulation y apparaît, le plus souvent, comme un brouillage des signaux son et image l'un par l'autre.

L'étude mathématique de ce phénomène est compliquée et sort du cadre de cet ouvrage. Nous dirons, seulement, qu'il est déterminé par les termes du troisième degré du développement de l'équation donnant le gain lorsqu'à un signal $[V (+ m \cos \omega t) \cos \Omega t]$ on superpose un brouilleur $[V' (1 + n \cos \omega' t) \cos \Omega' t]$.

On démontre que le taux de transmodulation est nul quand la pente de l'élément actif utilisé est idéalement linéaire; c'est-à-dire lorsqu'à une augmentation donnée de la tension correspond la même augmentation de courant en n'importe quel point de la courbe $I = f(V)$. C'est approximativement ce qui se passe pour les signaux moyens. Mais lorsque les signaux sont faibles ou atteignent des valeurs élevées, la pente n'est plus linéaire.

Pour les transistors, aux faibles valeurs de V_{be} (V_{be} = tension base-émetteur), la pente devient faible à cause de la capacité de réaction, car le courant de collecteur qui la traverse devient prépondérant par rapport à celui qui traverse le transistor proprement dit. Aux valeurs élevées de V_{be}, la capacité émetteur-base augmente rapidement; à cause du diviseur de tension constitué par la résistance de base (invariable) et la capacité émetteur-base, la tension V_{be} est plus grande que celle qui y est appliquée réellement. Cela explique que la pente ne soit plus linéaire, ce que l'on constate d'ailleurs sur la figure 18-10*b* pour les faibles et les fortes valeurs de I_c.

2-2-4. — *Choix du type de transistor*

La caractéristique la plus importante d'un transistor devant fonctionner aux fréquences élevées est sa « fréquence maximale d'oscillation ». Elle est

définie par l'expression

$$f^2_{max.} = \frac{f_t}{8\,\pi\, r_{bb'} . C_{b'c}},$$

f_t est la fréquence de transition pour laquelle $\beta = 1$, β étant le gain du transistor;
$r_{bb'}$ la résistance de base;
$C_{b'c}$ la capacité de réaction.

Cette expression est intéressante, car on démontre que le gain en puissance, à une fréquence élevée f, est égal à $(f_{max.}/f)^2$. Si nous prenons comme exemple le cas du transistor AF 139 (*p-n-p* germanium, mesa), la fréquence maximale d'oscillation (donnée par le constructeur) est de 2,6 GHz. A 800 MHz, le gain dans les conditions optimales est voisin de 10, soit 10 dB en puissance, ce qui correspond d'ailleurs aux caractéristiques données par le constructeur. A 200 MHz, le gain, toujours dans les conditions idéales, serait de l'ordre de 22 dB. Le facteur de bruit est de l'ordre de 5 dB. Les courbes de la figure 18-12 montrent que le gain en puissance diminue en fonction de la fréquence et que le facteur de bruit reste constant dans une large gamme de fréquences.

Il convient, par conséquent, de choisir le transistor ayant la fréquence d'oscillation la plus élevée et le plus faible facteur de bruit.

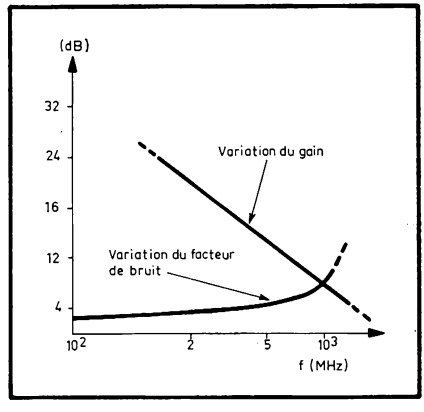


Fig. 18-12. — Exemple des variations de gain et du facteur de bruit d'un transistor en fonction de la fréquence. On remarque que le facteur de bruit reste à peu près constant dans une assez large gamme de fréquences mais que le gain diminue progressivement.

2-3. — *CIRCUIT DE LIAISON ENTRE AMPLIFICATEUR ET MÉLANGEUR*

Le circuit de liaison, connecté entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée du mélangeur, est chargé de parfaire la courbe de réponse — c'est en fait lui le véritable responsable de la « sélectivité » du récepteur. Ce circuit est un filtre de bande qui peut revêtir plusieurs formes. La difficulté sera de conserver une bande passante aussi constante que possible dans toute la bande de fréquences couvertes. Cela est relativement facile à réaliser lorsque l'accord se fait par commutation mécanique, puisque, pour chaque canal, on change de bobine, mais dans le cas de l'accord continu, les circuits peuvent devenir très complexes. Pratiquement, il faut admettre une certaine déformation de la courbe de réponse, déformation que l'on s'efforcera de réduire au minimum.

Le plus souvent, le circuit de liaison est constitué par deux circuits accordés couplés magnétiquement et capacitivement. En général, on s'efforce de rendre ces deux circuits identiques pour en simplifier la réalisation. De

plus, ils sont légèrement surcouplés de façon à faire apparaître deux bosses symétriques — le creux de la courbe de réponse devant rester faible — correspondant chacune aux porteuses vision et son.

L'étude de ces circuits relève de l'analyse des réseaux que nous ne pouvons guère entreprendre ici. Il existe d'excellents ouvrages qui traitent amplement de cette question, et les lecteurs intéressés en trouveront quelques titres dans la bibliographie. D'autre part, ils pourront s'inspirer des méthodes exposées dans le chapitre consacré à l'amplification F.I. pour le calcul de ces circuits.

2-4. — *LE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE*

On sait qu'il existe deux méthodes pour effectuer le changement de fréquence : l'une dans laquelle on injecte le signal incident et le signal local sur la même électrode de l'étage mélangeur; l'autre, où l'on injecte ces signaux sur deux électrodes différentes de ce dernier étage. Nous avons schématisé ces deux méthodes dans la figure 18-13. Dans tous les cas, on fait appel *aux propriétés non linéaires de l'élément mélangeur.* On peut montrer mathématiquement que l'on obtient un développement en série, dans lequel apparaissent des termes en cos $(\omega_1 - \omega_r)$ et cos $(\omega_1 + \omega_r)$ où ω_1 et ω_r sont respectivement les pulsations des signaux de fréquence f_1 et f_r (fréquence locale et fréquence reçue ou incidente). D'autre part, la tension v_r du signal incident doit être *beaucoup plus faible* que celle du signal local (v_1).

Ces quelques rappels de la théorie du changement de fréquence étant faits, voyons les exigences auxquelles doit répondre cet étage.

a. — *Gain de conversion élevé.* — Ce gain est fonction de la pente de conversion, elle-même fonction de la tension du signal local. Dans les meilleures conditions la pente de conversion constitue 0,3 à 0,4 de la pente de l'élément utilisé en amplificateur.

b. — *Oscillateur local stable.* — Nous verrons ci-dessous, dans le paragraphe consacré à l'oscillateur local, pour quelle raison cette exigence est particulièrement importante dans un téléviseur.

c. — *Rayonnement faible.* — Cette condition est imposée par le souci de ne pas brouiller les récepteurs voisins, et les réglementations en vigueur sont particulièrement sévères à ce sujet.

L'étage changeur de fréquence doit répondre à des conditions quelque peu contradictoires. En effet, si l'on augmente la tension du signal local pour

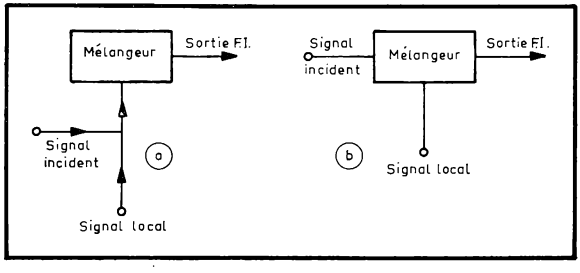


Fig. 18-13. — Schémas synoptiques des deux façons de réaliser le mélange de deux signaux de fréquence différente en vue d'effectuer un changement de fréquence. Dans les deux cas l'élément mélangeur (diode, tube ou transistor) doit posséder une caractéristique non-linéaire.

obtenir un meilleur gain de conversion, on augmente également le rayonnement. On se contente donc généralement d'un gain de conversion égal au tiers du gain normal de l'élément utilisé en amplificateur, soit une dizaine de décibels.

L'étage changeur de fréquence est, en fait, constitué par deux « sous-étages » : oscillateur local et mélangeur, que nous allons étudier successivement.

2-4-1. — *L'oscillateur local*

L'oscillateur local est la partie la plus importante de l'étage changeur de fréquence, car c'est de lui que dépend le bon ou le mauvais fonctionnement de l'ensemble.

L'oscillateur doit être stable non seulement en fréquence, mais également en tension. En effet, nous savons que la pente de conversion (et par conséquent, le gain) est fonction de la tension du signal local. Si celui-ci varie, il est bien évident que le gain varie, lui aussi.

Stabilité

Il est essentiel que l'oscillateur soit stable, car le changement de fréquence est commun aux voies vision et son. Les variations de fréquence de l'oscillateur se traduiraient par l'évanouissement du son ou des distorsions inacceptables du son et de l'image. Or, il existe de nombreuses causes d'instabilité :

a. — *Variations dues à la température.* — Ce sont les plus importantes et les plus difficiles à combattre. Les variations des capacités interélectrodes sont responsables des dérives rapides qui se produisent lors de la mise sous tension de l'oscillateur; les variations des autres composants se traduisent par des dérives lentes. On peut compenser ces dernières en employant des capacités à coefficient de température négatif, en isolant thermiquement l'élément actif des autres composants (le tube ou le transistor est extérieur au boîtier) et, enfin, en choisissant judicieusement les divers éléments du circuit;

b. — *Variations dues aux tensions d'alimentation.* — Habituellement les variations de la tension d'alimentation ne sont pas suffisantes pour entraîner une dérive importante de l'oscillateur. Néanmoins, on prend soin d'alimenter ce dernier à partir de points où la tension reste sensiblement constante. Dans le cas des transistors, l'alimentation est stabilisée aussi rigoureusement que possible (alimentation générale régulée, mais alimentation particulière de l'oscillateur stabilisée en outre par diode Zener);

c. — *Variations dues aux efforts mécaniques.* — Nous ne les citons que pour mémoire;

d. — *Variations dues aux constantes physiques.* — Elles doivent être attribuées au vieillissement, à l'humidité et à l'usure des composants passifs ou actifs.

En dépit de toutes les précautions prises, aussi bien à l'égard de la température que des tensions, on ne peut stabiliser complètement un oscillateur, et l'on est obligé d'admettre une certaine dérive, de l'ordre de $\pm$ 150 kHz. Il reste à notre disposition trois remèdes pour atténuer les effets néfastes de cette dérive :

a. — *Elargissement de la bande passante de l'amplificateur F.I. son.* — On évite ainsi l'évanouissement du son, mais pas les distorsions d'image;

b. — *Commande manuelle d'accord.* — C'est le procédé le plus simple, où l'on rattrape manuellement le désaccord de l'oscillateur, mais c'est aussi le procédé le moins élégant. Nous préférons le troisième remède;

c. — *Commande automatique de fréquence.* — Nous étudierons en détail ce dispositif dans le chapitre consacré aux circuits annexes (*cf.* chap. 29). C'est la meilleure méthode que l'on ait trouvée pour compenser efficacement les dérives, mais elle ne peut guère, malheureusement, s'appliquer que lorsque le son est en modulation de fréquence.

Le rayonnement

On sait que tout oscillateur rayonne une énergie plus ou moins grande. Il s'agit de l'atténuer au maximum pour ne pas brouiller les récepteurs voisins (et pour être en accord avec les réglementations en vigueur).

Pour limiter le rayonnement, on peut diminuer la tension fournie par l'oscillateur. Ce faisant, on diminue également le gain de conversion. Cette méthode n'est donc pas très indiquée. On préfère avoir recours au blindage.

L'énergie rayonnée se propage par l'antenne, par le secteur et par l'oscillateur lui-même. On supprime dans une grande mesure le rayonnement, dans ces deux derniers cas, en blindant soigneusement l'oscillateur et en découplant efficacement les connexions d'alimentation.

Le problème pourrait être plus difficile à résoudre en ce qui concerne l'énergie qui se propage par l'antenne, mais il n'en est rien, grâce à l'étage amplificateur qui précède le changeur de fréquence. L'écart entre les fréquences centrales des signaux incidents et locaux est supérieur à 30 MHz et les circuits accordés de l'amplificateur V.H.F. ou U.H.F. atténuent de ce fait considérablement l'énergie rayonnée.

Les oscillateurs à transistors

Actuellement, c'est encore l'oscillateur du type Colpitts qui est le plus utilisé. Cependant, nous sommes ici dans un domaine en pleine évolution et il est donc intéressant et nécessaire d'avoir une vue générale couvrant autant que possible l'ensemble des oscillateurs à transistors.

Il existe, en fait, deux grandes classes d'oscillateurs : ceux à réaction positive, tel que le montage Colpitts; ceux dits à résistance négative. Dans ce dernier cas, la résistance négative est due à l'élément actif lui-même (rappelons l'effet dynatron dans les tétrodes), tandis que dans le premier, la résistance « négative » est obtenue par le mode de couplage.

Si l'effet dynatron est assez peu courant avec les tubes — il n'y a guère que la tétrode qui présente un tel effet — il n'en est pas de même avec les dispositifs à semi-conducteurs, parmi lesquels nous pouvons citer les diodes tunnel et les transistors unijonctions.

Mais, à notre connaissance, les oscillateurs à résistance négative ne sont pas encore utilisés dans les téléviseurs « grand public ». Nous en parlerons néanmoins un peu plus loin.

Le schéma de principe de l'oscillateur du type Colpitts est représenté en figure 18-14. Le montage est en base commune et il suffit d'une faible capacité de réaction C_r connectée entre collecteur et émetteur pour entretenir les oscillations. Le fonctionnement peut s'expliquer comme suit.

La tension u_1 provoque un courant de collecteur i_2 déphasé par rapport à celle-ci d'environ $\pi/2$. Aux bornes de L.C., une tension u_2, en phase avec i_2,

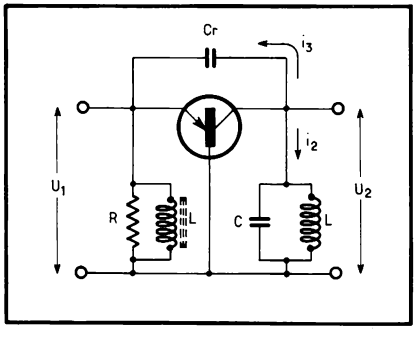


Fig. 18-14. — Schéma de principe d'un oscillateur Colpitts dont la capacité de réaction Cr est constituée par la capacité existant entre émetteur et collecteur à laquelle est éventuellement rajoutée un condensateur extérieur.

prend naissance et une partie de u_2 est réinjectée vers l'entrée grâce à une capacité C_r de faible valeur. Le courant i_3 arrive en phase avec u_2, étant donné que l'impédance de C_r est très grande par rapport à la résistance R insérée dans le circuit d'émetteur. La tension de réaction est donc en phase avec la tension u_1 existant entre émetteur et base et le montage oscille.

Les réalisations pratiques peuvent notablement différer de ce schéma de base, mais, dans la grande majorité des cas, elles pourront se réduire à cette ossature. On les reconnaîtra souvent grâce au condensateur de faible valeur connecté entre collecteur et émetteur (capacité de l'ordre de 3 pF, voire moins). La bobine connectée aux bornes de R permet de rattraper les écarts de déphasage en fonction des caractéristiques du transistor.

Oscillateurs à résistance négative

Il convient de distinguer deux cas, représentés dans la figure 18-15.

a. — *Caractéristique pilotée en courant.* — La courbe $v = f(i)$ est une fonction univoque du courant. Cela veut dire qu'à une valeur donnée du courant correspond une seule valeur de la tension; en revanche, lorsqu'on

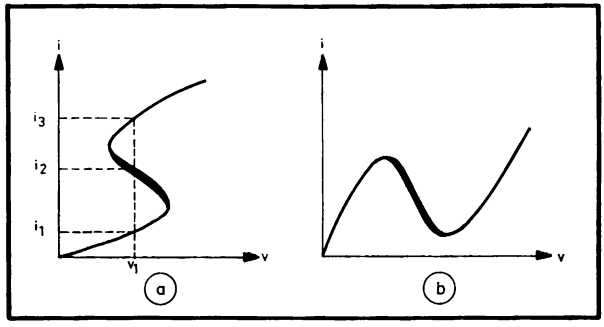


Fig. 18-15. — Caractéristiques du type S, en **a**, et du type N, en **b**, qui présentent une région à résistance négative (en trait plus gras).

connaît la valeur de la tension, on ne connaît pas la valeur du courant qui peut être i_1, i_2 ou i_3. On dit aussi qu'il s'agit d'une caractéristique du type S.

b. — *Caractéristique pilotée en tension.* — C'est une fonction univoque de la tension, que l'on appelle aussi caractéristique en N. La diode tunnel présente une caractéristique de ce type.

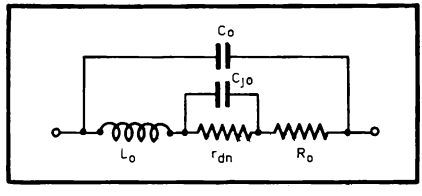


Fig. 18-16. — Schéma équivalent d'une diode tunnel. Le paramètre le plus important est la résistance r_{dn} qui représente la pente de la courbe $i = f(v)$.

Pour réaliser un oscillateur, il suffit de choisir le point de fonctionnement dans la partie de la caractéristique qui correspond à une résistance négative, portion représentée en gras sur les courbes. Cela revient à dire que l'on compense la résistance positive (pertes) du circuit oscillant par la résistance négative de l'élément actif. Nous allons prendre un exemple utilisant une diode tunnel.

Le circuit équivalent d'une telle diode peut être représenté par le schéma de la figure 18-16. Les capacités C_o et C_{jo} sont respectivement celles des connexions et celle de jonction; la résistance R_o représente les pertes et l'in-

ductance L_o celle des fils de connexion. Il ne faut pas s'étonner que l'on tienne compte de ces valeurs très faibles mais qui peuvent influencer le comportement du circuit aux fréquences où travaillent les diodes tunnel. La capacité C_{jo} est généralement indiquée par le constructeur; elle représente plusieurs picofarads et il faut en tenir compte même dans les circuits V.H.F. La résistance r_{dn} constitue un paramètre intéressant de la diode, car il correspond au rapport dU/dI, c'est-à-dire à la pente de la courbe $i = f(v)$. Cette résistance est évidemment variable en fonction du point de la courbe utilisé pour faire le rapport.

Le principe d'un oscillateur à diode tunnel est très simple. Soit le circuit de la figure 18-17 dans lequel R_s représente la résistance de pertes du circuit oscillant. Cette résistance de pertes est, en général, très faible, alors que la résistance négative de la diode tunnel peut atteindre plusieurs centaines d'ohms. Pour que l'oscillation reste stable en amplitude, il sera nécessaire, dans la plupart des cas, de prévoir une résistance additionnelle, de façon que la somme algébrique de toutes les résistances soit légèrement négative.

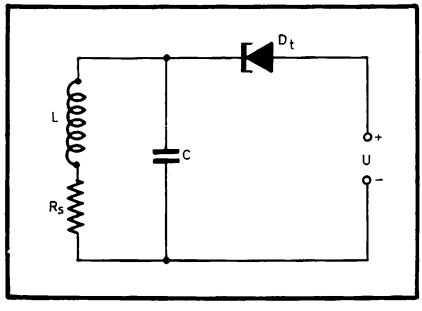


Fig. 18-17. — Schéma simplifié d'un oscillateur à diode tunnel (D_t).

2-4-2. — *L'étage mélangeur*

Nous avons dit qu'il existait deux méthodes de mélange. Cependant, le choix de l'une ou l'autre de ces méthodes est assez délicat, car aucune ne présente un avantage marqué.

L'injection sur deux électrodes différentes réduit notablement le rayonnement de l'oscillateur, mais le gain reste alors peu élevé et les tensions d'oscillation locale doivent être assez grandes.

L'injection sur une même électrode a l'avantage de n'exiger qu'une faible tension, mais les risques de rayonnement et d'interaction sont plus grands que précédemment. Néanmoins c'est cette méthode qui est généralement choisie, à cause surtout d'un facteur de bruit plus favorable.

Dans certains cas cependant, on pourra utiliser l'étage oscillateur comme mélangeur (fig. 18-18) et c'est très courant en U.H.F. On économise ainsi un transistor, on réduit le nombre de connexions et de lignes oscillantes, ce qui simplifie la réalisation du sélecteur. On reconnaît dans la figure 18-18 le condensateur de réaction C_r qui assure l'oscillation. La bobine L permet d'accorder la fréquence d'oscillation. Le circuit bouchon du collecteur est accordé sur la fréquence intermédiaire et constitue le primaire du premier transformateur F.I.

On doit encore noter que le mélange des deux signaux peut être réalisé par une simple diode, dont la figure 18-19 représente le schéma de principe. La conductance instantanée g de la diode peut être exprimée par la relation approchée.

$$g \# G_o + Gv,$$

où G_o représente la composante invariable de cette conductance, et G la

composante variable en fonction du signal, et où

$$v = V_s \sin \omega_s t + V_1 \sin \omega_1 t.$$

Le courant i est défini par la relation suivante :

$$i = G_o v + G v^2.$$

En remplaçant v par sa valeur et en développant, on trouve des termes en ω_s, ω_1, $2\omega_s$, $2\omega_1$, $(\omega_s + \omega_1)$ et $(\omega_s - \omega_1)$. D'autre part, il faut que la tension injectée par l'oscillateur local (V_1) soit beaucoup plus grande que celle du

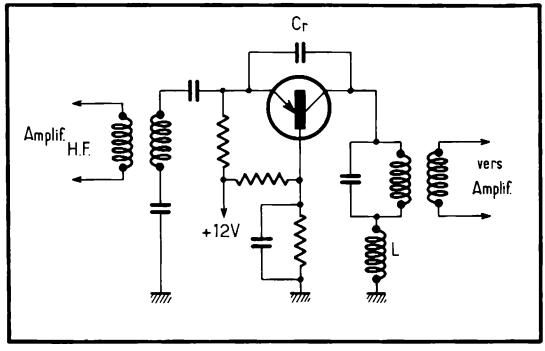


Fig. 18-18. — Étage remplissant les fonctions d'oscillateur et de mélangeur, inséré entre l'amplificateur H.F. et l'amplificateur F.I.

signal incident ou, plus exactement, il faut que l'une des deux tensions (V_s ou V_1) soit beaucoup plus grande que l'autre. Si cela n'était pas, il y aurait des interactions imprévisibles et des blocages intempestifs. Il est évidemment plus pratique de faire en sorte que la tension de l'oscillateur local soit plus grande que celle du signal incident. Cependant, il ne faut pas que cette tension soit trop élevée pour ne pas faire apparaître des composantes parasites, qui viendraient s'ajouter aux composantes utiles ou s'en retrancher.

En développant la relation donnant i, nous faisons apparaître plusieurs termes, dont deux seulement nous intéressent : $(\omega_s - \omega_1)$ et $(\omega_1 - \omega_s)$, et il appartient au circuit de sortie de choisir celle des deux composantes que nous désirons. Mais la fréquence de l'oscillateur local peut être supérieure ou inférieure à celle du signal incident. Généralement, on préfère choisir la seconde solution ($f_1 < f_s$), mais à cause des canaux inversés de la bande III, dans le standard à 819 lignes, on est conduit à adopter les deux méthodes, dans cette bande du moins, pour avoir, à la sortie, la F.I. son toujours au-dessus de la F.I. vision.

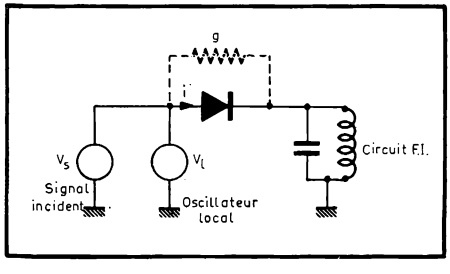


Fig. 18-19. — Mélangeur à diode à la sortie duquel apparaît un certain nombre de composantes dont les fréquences sont fonction des fréquences des signaux incident et local. Le circuit F.I. est chargé de transmettre la seule composante qui nous intéresse.

Le tableau ci-dessous montre d'ailleurs que la fréquence de l'oscillateur est alternativement supérieure ou inférieure à celle des porteuses vision et

son. Cela présentera quelques difficultés lorsque l'on voudra réaliser un sélecteur à accord continu, mais c'est le seul standard où ce problème se pose.

Canal	Porteuse vision (MHz)	Porteuse son (MHz)	Fréq. oscil. local (MHz)
F 5	164,00	175,15	135,95
F 6	173,40	162,25	201,45
F 7	177,15	188,30	149,10
F 8A	185,25	174,10	213,30
F 8	186,55	175,40	214,60
F 9	190,30	201,45	162,25
F 10	199,70	188,55	227,75
F 11	203,45	214,60	175,40
F 12	212,85	201,70	240,90

F.I. son = 39,2 MHz.
F.I. vision = 28,05 MHz.

2-5. — *CIRCUIT DE LIAISON SÉLECTEUR F.I.*

Le circuit de liaison sélecteur-chaîne d'amplification F.I. constitue la charge du mélangeur et doit, par conséquent, être un filtre de bande laissant passer, entre toutes les composantes du signal de sortie, celle qui correspond au seul signal F.I. résultant de la différence des fréquences locale et incidente. D'autre part, pour que l'énergie transmise soit maximale, il faut adapter au mieux les impédances, particulièrement lorsqu'il s'agit de circuits à transistors. Enfin, il faut remarquer que le sélecteur constitue un bloc compact,

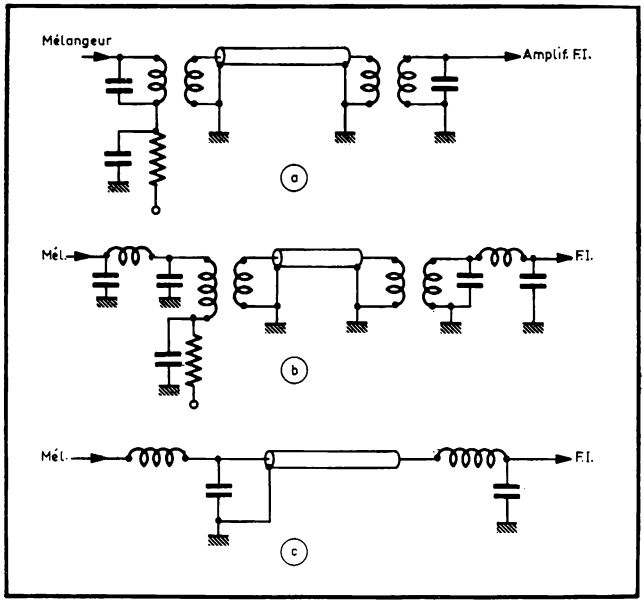


Fig. 18-20. — Quelques exemples de circuits de liaison entre sélecteur et amplificateur F.I.

qui peut être assez éloigné de l'amplificateur F.I., de sorte que la liaison est obligatoirement assez longue. Les fréquences en jeu étant comprises entre 28 et 39 MHz, à la sortie du sélecteur, il est évident que l'on ne peut pas utiliser un quelconque bout de fil pour réaliser la connexion. Les pertes seraient par trop prohibitives, les couplages parasites très importants, etc. Il est nécessaire d'employer une portion de câble coaxial, et l'on utilise généralement du câble à 50 Ω.

Dans la figure 18-20, nous avons représenté quelques types de liaisons. En *a*, il s'agit d'un circuit simple, assez rarement utilisé, car il n'offre pas beaucoup de souplesse pour la formation d'une bonne courbe de réponse. En *b*, on fait appel à des circuits en π doublés, qui permettent d'obtenir une excellente bande passante. En *c*, le câble joue le rôle d'impédance capacitive et sa longueur est une caractéristique importante, car elle influe dans une très grande mesure sur la courbe de réponse.

3. — Constitution des sélecteurs

Nous avons vu, tout au long de l'étude des circuits, les nombreuses difficultés qui se présentent lors de la conception d'un sélecteur. En fait, elles sont peu de choses par rapport à celles que l'on rencontre dans la réalisation pratique. A ces fréquences — et particulièrement aux U.H.F. — une connexion un peu trop longue constitue un circuit L-C dont la valeur peut n'être pas négligeable. Les couplages indésirables sont difficiles à éviter et à combattre, mais d'un autre côté un blindage peut amortir les circuits d'une façon excessive. Tous ces problèmes sont d'ordre technologique et nous ne pouvons nous y arrêter dans le cadre de cet ouvrage. Disons seulement, pour enlever certains complexes aux jeunes techniciens, que, entre le projet et la réalisation en grande série d'un tuner U.H.F., il s'écoule souvent plusieurs mois, mais qu'avec un peu de chance on peut en réaliser un en quelques jours, sans avoir fait le moindre calcul, et qui fonctionne convenablement. Un problème qu'il convient d'examiner avec un soin tout particulier est celui des commutations nécessaires dans le sélecteur V.H.F.

3-1. — *SÉLECTEURS V.H.F. A COMMUTATION MÉCANIQUE*

Pendant de nombreuses années, le sélecteur V.H.F. s'est présenté équipé d'un commutateur rotatif (appelé rotacteur), portant les barrettes correspondant à chaque canal. Chacune de ces barrettes supporte les bobinages qui viennent se placer devant les circuits d'utilisation. L'intérêt d'un tel ensemble est de réduire dans une très grande mesure les capacités parasites et la longueur des connexions. De plus, chaque barrette étant préréglée et amovible, il est facile d'en remplacer une éventuellement, et il suffit de retoucher légèrement les réglages pour que tout rentre dans l'ordre. Enfin, un sélecteur à rotacteur permet de conserver des performances constantes dans toute l'étendue des bandes I et III, puisque chaque bobine — qu'elle soit de couplage, de « neutrodynage » ou d'oscillation — est calculée pour un canal donné.

Malheureusement, le nombre de contacts dans un rotacteur est élevé et il est nécessaire que ceux-ci soient d'une qualité irréprochable. Le temps aidant, ils perdent, bien entendu, de leur qualité première, de sorte que le rotacteur devient une source de mauvais contacts, ce qui entraîne généralement quelques anomalies dans le fonctionnement du téléviseur qu'il équipe.

On a donc essayé de remplacer le rotacteur par des dispositifs d'une meilleure fiabilité et on est arrivé au commutateur par boutons-poussoirs. Sur le plan technique, les avantages ne sont pas entièrement convaincants, puisque les contacts mécaniques ne sont pas supprimés. L'intérêt de la commutation par boutons-poussoirs se situe ailleurs. En effet, on a voulu grouper les commandes du sélecteur V.H.F. et U.H.F. de façon que le téléspectateur n'ait qu'un seul bouton à appuyer pour changer de programme, et, progressivement, on en est arrivé aux sélecteurs à accord continu.

3-2. — *SÉLECTEURS A ACCORD CONTINU*

Chacun des boutons-poussoirs devant permettre de « caler » le téléviseur sur une émission que l'on « prend » habituellement, il faut que le sélecteur soit à accord continu. C'est un problème facile à résoudre en U.H.F. et en V.H.F. partout ailleurs qu'en France. En effet, à cause de l'inversion des canaux en bande III, l'oscillateur local doit fonctionner sur une fréquence tantôt supérieure à celle des deux porteuses, tantôt inférieure. Le réglage des circuits du sélecteur étant couplé avec la commande de l'oscillateur local, on ne peut réaliser une commande continue puisque les capacités varient dans le même sens. Il faut nécessairement prévoir une commutation qui fasse fonctionner l'oscillateur à une fréquence supérieure à celle des deux porteuses pour les canaux pairs, et inférieure pour les canaux impairs.

La commutation des circuits peut être électronique grâce à l'utilisation de diodes commandées en inverse ou en direct. En effet, lorsqu'une diode est conductrice, elle court-circuite le montage aux bornes duquel elle est connectée; quand elle est bloquée (grâce à une tension inverse élevée) elle présente une résistance très élevée qui n'empêche plus le circuit de fonctionner. On trouvera un exemple d'une telle réalisation un peu plus loin.

D'autre part, l'accord des circuits peut se faire soit par condensateurs variables (technique classique sur laquelle nous n'insisterons pas), soit par diodes à capacité variable. Ces diodes présentent la particularité d'avoir une capacité de jonction variable avec la tension inverse appliquée à leurs bornes. En fait, toutes les diodes à semi-conducteurs présentent cette caractéristique, mais les diodes à capacité variable sont conçues de telle sorte que ce phénomène soit particulièrement important. Leur capacité peut varier facilement de 20 à 100 pF par exemple, pour une variation de polarisation allant de — 25 à — 2 V environ.

Il est donc possible de réaliser maintenant des sélecteurs U.H.F. et V.H.F. entièrement statiques, d'une fiabilité excellente et d'un encombrement réduit.

3-3. — *PARTICULARITÉS DES SÉLECTEURS U.H.F.*

On sait que le nombre de spires d'une bobine est d'autant plus faible que la fréquence du circuit dont cette bobine fait partie est plus élevée. Ainsi, en U.H.F., il faudrait utiliser des portions de spire, ce qui n'est guère réalisable en pratique. On fait donc appel à la technique des lignes accordées, fonctionnant en demi-onde ou en quart d'onde. L'accord est réalisé par une capacité variable ou, de plus en plus souvent maintenant, par une diode à capacité variable (diode « varicap »).

Les premiers sélecteurs U.H.F. fonctionnaient avec des lignes demi-onde, qui sont plus faciles à réaliser, d'autant plus que ces sélecteurs utilisaient des tubes qui, à cause de la longueur de leurs connexions internes, influaient sur le comportement global du sélecteur. L'emploi des transistors a permis

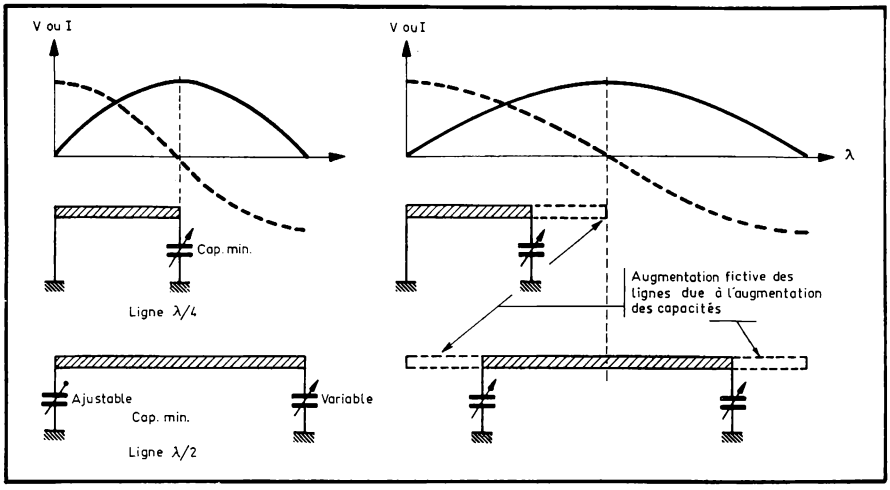


Fig. 18-21. — Accord d'une ligne quart d'onde ou demi-onde par variation de la capacité de réglage. Tout se passe comme si la longueur de la ligne augmentait en même temps que la capacité.

de faire travailler le sélecteur avec des lignes quart d'onde plus simples de structure, moins encombrantes, mais plus délicates à mettre au point.

Cette structure plus simple tient au fait que les lignes $\lambda/4$ sont accordées par un seul condensateur à l'extrémité « libre » de la ligne, l'autre étant à la masse, tandis que les lignes $\lambda/2$ le sont par deux condensateurs, connectés à chaque extrémité de la ligne (fig. 18-21).

Les couplages entre les différentes lignes se font pas l'intermédiaire de « fenêtres » percées dans le blindage séparant chaque section, et aussi à l'aide d'une portion de spire (une demi-boucle) connectée d'une part à la masse et d'autre part au circuit suivant. Les dimensions d'une ouverture déterminent le « degré » de couplage. On conçoit, d'ailleurs, que plus une « fenêtre » est grande, plus le couplage est serré, puisque les ondes se propagent alors plus facilement. A la limite, si une telle fenêtre est « fermée », le couplage est pratiquement nul.

L'emplacement d'une fenêtre ou d'une boucle de couplage est, lui aussi, important. Théoriquement, le couplage doit s'effectuer à l'endroit où l'on recueille le maximum d'énergie H.F., c'est-à-dire au centre de la ligne pour une ligne $\lambda/2$, et à l'extrémité connectée à la masse pour une ligne $\lambda/4$. Pratiquement, le couplage optimal se trouve dans le voisinage de l'emplacement théorique et il faut le rechercher par... tâtonnements.

Les sélecteurs U.H.F. utilisent presque toujours deux éléments actifs : l'un pour l'amplification U.H.F., l'autre en oscillateur-mélangeur. Ces deux étages sont montés avec la grille à la masse, ou en base commune dans le cas des transistors. Cela évite l'obligation de neutrodyner, qui présente de sérieuses difficultés aux fréquences couvertes, d'autant plus que le sélecteur couvre une gamme très large, de 460 à 860 MHz environ.

Les sélecteurs U.H.F. comportent plusieurs compartiments; en général trois, mais parfois quatre, selon que le circuit d'entrée est accordé ou non. Chaque compartiment isole les circuits accordés les uns des autres. Un sélecteur à quatre compartiments (on dit plus souvent cage) a un gain légèrement supérieur à celui à trois cages, du fait de l'accord du circuit d'entrée.

Il faut également signaler quelques réalisations qui ont eu un certain succès à l'époque de la mise en service de la seconde chaîne : le sélecteur

U.H.F. à double changement de fréquence. En fait, un tel sélecteur était chargé de convertir le canal U.H.F. reçu en un des canaux de la bande III, et la sortie du sélecteur U.H.F. était connectée à l'entrée du sélecteur V.H.F. Cette technique n'avait d'autre intérêt que de faciliter la transformation d'un ancien téléviseur fonctionnant uniquement en V.H.F. en un téléviseur « moderne ». Elle est totalement abandonnée maintenant.

Avant de passer aux réalisations pratiques, il convient de souligner une particularité importante : on utilise presque toujours le mélangeur du sélecteur V.H.F. comme premier amplificateur F.I. lorsque le téléviseur fonctionne en U.H.F. Cette technique a été adoptée à cause du gain moindre des sélecteurs U.H.F., ce qui exige une amplification F.I. supplémentaire pour que le gain global soit à peu près le même en V.H.F. et en U.H.F. Il est évidemment plus économique d'utiliser un élément déjà existant que de prévoir un amplificateur supplémentaire commutable, mais cette dernière solution a également été utilisée, très rarement, il faut le dire.

La commutation U.H.F. agit sur le sélecteur V.H.F. par coupure de l'alimentation de l'amplificateur V.H.F. et de l'oscillateur local. Seul reste en service le mélangeur. D'autre part, un pont capacitif permet d'éviter des interaction V.H.F.-U.H.F. On en décrira un exemple un peu plus loin, ainsi qu'une réalisation où la commutation se fait par diodes.

Enfin, il faut noter que la liaison sélecteur U.H.F.-mélangeur V.H.F. doit introduire un rétrécissement de la bande F.I., plus étroite, comme on le sait, en U.H.F. La position de la porteuse vision en F.I. étant une caractéristique importante, nous reviendrons sur ce point particulier dans le chapitre suivant.

4. — Réalisations pratiques

4-1. — *SÉLECTEUR V.H.F. A TRANSISTORS*

Ce schéma, tiré du « Manuel d'Applications » édité par *Sesco* et représenté dans la figure 18-22, est aussi relativement classique. Le circuit d'entrée est à liaison directe (bobine L_1) et attaque la base de T_1 sur laquelle sont appliquées également les tensions de C.A.G. Le transistor d'entrée est donc monté en émetteur commun, et un neutrodynage devient nécessaire. Il s'effectue par l'intermédiaire de C_n et C'_n, qui forment un pont avec la capacité interne de réaction du transistor notamment.

La liaison entre l'amplificateur et le mélangeur est assurée par un filtre de bande constitué par deux circuits accordés identiques. Les signaux V.H.F. sont injectés dans le circuit de base du transistor mélangeur T_2, alors que ceux en provenance de l'oscillateur le sont dans le circuit d'émetteur. Les tensions fournies par l'oscillateur étant de plusieurs centaines de millivolts, le transistor fonctionne en régime non linéaire, effet recherché, comme nous l'avons vu dans l'étude du mélangeur. En ce qui concerne l'oscillateur, il suffit d'indiquer que la réaction est obtenue par le condensateur C_r (le transistor est monté en base commune) et que la protection contre les variations de température est assurée par le pont du circuit de base (10 et 3,3 kΩ) et la résistance d'émetteur.

Le tableau suivant indique le nombre de spires et le diamètre du fil de chaque bobine, pour les canaux français des bandes I et III. Pour tous les canaux de la bande III, la bobine L_5 a moins d'une spire, et la longueur du fil à prévoir est à déterminer de façon à avoir une tension d'oscillation de 500 mV eff. sur l'émetteur du transistor mélangeur.

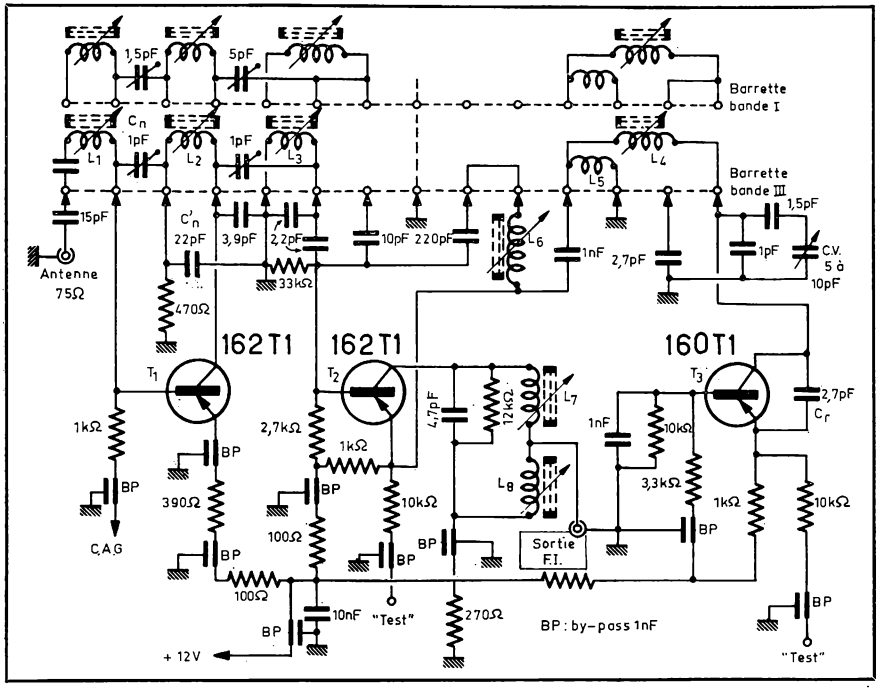


Fig. 18-22. — Sélecteur V.H.F. à transistors avec détails des commutations de canaux et la constitution des barrettes pour les bandes I et III.

Toutes ces bobines sont enroulées sur un mandrin de 5 mm de diamètre muni d'une vis en laiton ou en aluminium (diminution du coefficient de self-induction lorsque la vis entre dans la bobine). Le fil utilisé est du type émaillé thermo-soudable et les bobines sont à spires jointives en une couche. Les bobines fixes sont réalisées suivant les caractéristiques du tableau ci-dessous :

	Nbre spires	Ø (mm) fil	Réalisation	Q à vide	L (µH)
L_6	2,5	0,45	Une couche, spires jointives. Mandrin LIPA 4MB60 Noyau de fer divisé	100	0,1
L_7	18,5	0,2	Une couche, spires jointives. Pot COFELEC FP H50 12 × 9 avec noyau	110	3,6
L_8	45	0,2	Une couche, spires jointives. Mandrin OREGA F 2114 P 363	15	12

Ces quelques chiffres donnent un ordre de grandeur du nombre de spires. Autres ordres de grandeur : pour le canal 2, $L_1 = 9{,}9\ \mu H$, $L_2 = 1{,}5\ \mu H$, $L_3 = 1\ \mu H$ et $L_4 = 0{,}5\ \mu H$; pour le canal 8, $L_1 = 0{,}5\ \mu H$, $L_2 = 0{,}1\ \mu H$, $L_3 = 0{,}1\ \mu H$ et $L_4 = 0{,}08\ \mu H$. En ce qui concerne les gains, ils se répartissent ainsi pour le canal 2 (bande I) : amplificateur, 22 dB ; changeur de fréquence, 14 dB (ce qui donne un gain total de 36 dB). Pour le canal 8 (milieu de la III) les gains sont respectivement de 13 et 12 soit 25 dB.

CARACTÉRISTIQUES DES BOBINES DU SÉLECTEUR DE LA FIGURE 18-22

Canal	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5
2	18 sp. 30/100	24 sp. 20/100	15 sp. 20/100	12 sp. 45/100	1,5 sp. 45/100
4	16 sp. 30/100	20 sp. 20/100	12 sp. 20/100	10 sp. 45/100	1 sp. 45/100
5	11 sp. 30/100	6 sp. 45/100	6 sp. 45/100	5 sp. 45/100	Voir texte
6				2 sp. 45/100	
7	10 sp. 30/100	5 sp. 45/100	5 sp. 45/100	5 sp. 45/100	
8 8A				2 sp. 45/100	
9	9 sp. 30/100	4,5 sp. 45/100	4,5 sp. 45/100	3,5 sp. 45/100	
10				2 sp. 45/100	
11	8 sp. 30/100	4,25 sp. 45/100	4,25 sp. 45/100	3,5 sp. 45/100	
12				1,5 sp. 45/100	

4-2. — *SÉLECTEUR V.H.F. A TRANSISTORS ET A ACCORD CONTINU*

La figure 18-23 représente un sélecteur V.H.F. à accord continu utilisant des diodes à capacité variable BA 138 et dans lequel la commutation bande I - bande III s'effectue au moyen de diodes BA 136. La fiabilité de cet ensemble est excellente, étant donné l'absence de toute commutation mécanique.

La résistance directe de la BA 136 est de l'ordre de 1 Ω, ce qui est pratiquement négligeable et n'influe pas sur le facteur de bruit. Quelques précautions doivent être prises en ce qui concerne les diodes BA 138, aux-

quelles il faut appliquer une tension inverse élevée pour que la capacité soit faible à l'état bloqué. Dans ce montage, lorsque la tension inverse est de 30 V, la capacité est inférieure à 2 pF. Le passage en bande III est réalisé par application d'une tension de + 12 V aux diodes de commutation BA 136.

Le circuit d'entrée est un montage en π. Le changement de bande s'effectue à l'aide d'une seule diode qui « court-circuite » une partie du circuit d'entrée. Ce dernier est couplé à l'émetteur de l'amplificateur par un condensateur de 15 pF, afin d'adapter les impédances. Le transistor d'entrée est monté en base commune, ce qui évite la nécessité d'un neutrodynage. Le filtre passe-bande de sortie de l'amplificateur est commuté, suivant la bande en service, par deux diodes de commutation, tandis qu'une troisième court-circuite une partie de l'enroulement de couplage au mélangeur. Le transistor qui équipe cet étage est, lui aussi, monté en base commune. L'oscillateur est classique, à part le fait qu'il est commuté électroniquement, bien entendu.

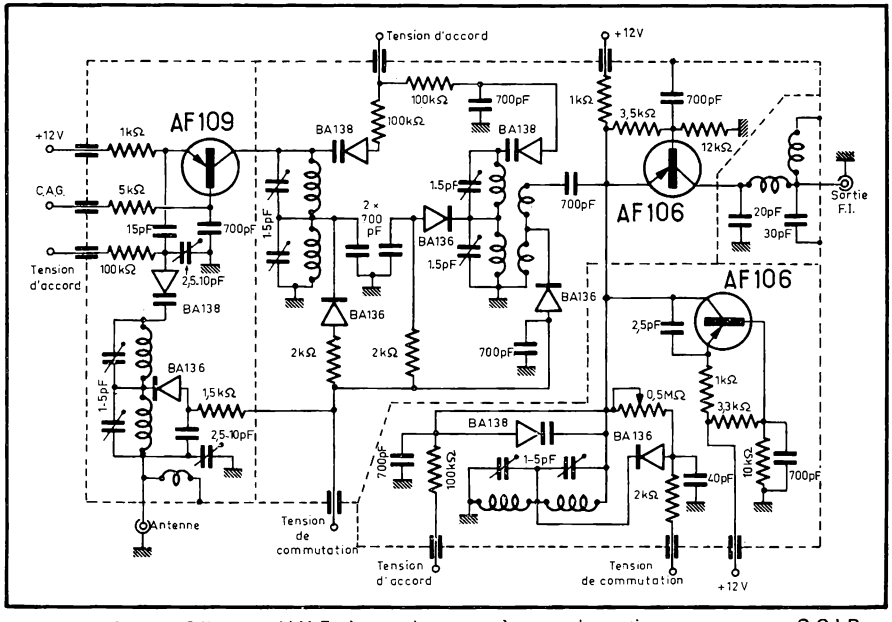


Fig. 18-23. — Sélecteur V.H.F. à transistors et à accord continu pour norme C.C.I.R.

Ce sélecteur V.H.F. tel qu'il est conçu ne peut fonctionner dans le standard à 819 lignes à cause de l'inversion des canaux en bande III. Il s'agit là d'un modèle C.C.I.R. réalisé par la firme allemande *Siemens*.

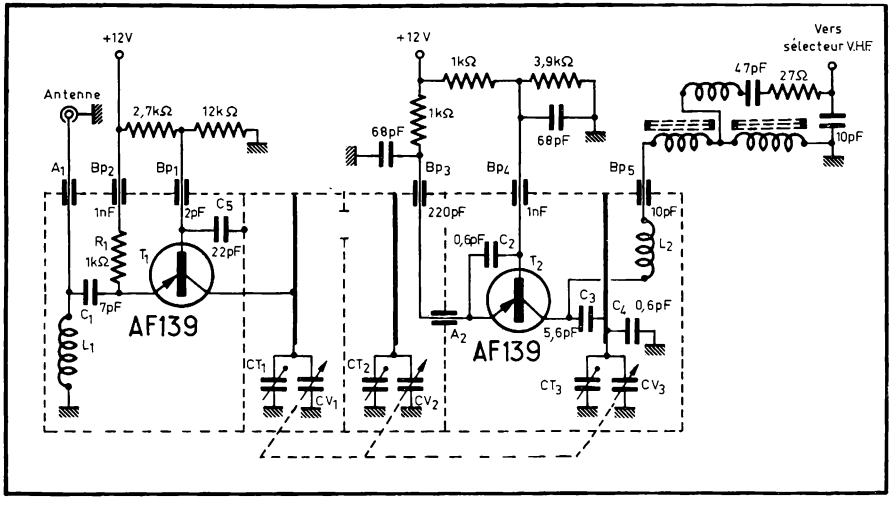
La tension de service de cet ensemble est de 12 V; la tension d'accord doit être variable entre — 3 et — 30 V et les tensions de commutation sont de — 30 et + 12 V; le sélecteur est sur bande III lorsque la tension de + 12 V est appliquée (diodes conductrices). Le gain global varie entre 20 et 26 dB et le facteur de bruit entre 4 et 6 dB.

4-3. — *SÉLECTEUR U.H.F. QUART D'ONDE A TRANSISTORS*

Le schéma que nous avons reproduit dans la figure 18-24 est tiré d'une documentation *Ducretet-Thomson* et représente un sélecteur U.H.F. également très classique dans l'ensemble. Les lignes sont ici du type quart d'onde,

ce qui est immédiatement reconnaissable puisque chacune n'utilise qu'un seul condensateur variable d'accord. Les ajustables qui sont en parallèle sur les condensateurs variables servent à l'alignement. Les deux transistors sont montés en base commune, le premier (T_1) servant à l'amplification et le second (T_2) remplissant les fonctions d'oscillateur-mélangeur.

L'entrée est à liaison directe adaptée par C_1. Notons que le passage marqué A_1 ne doit pas être capacitif. Le collecteur est relié au milieu (approximativement) de la première ligne quart d'onde accordée par CV_1 et CT_1. Le couplage s'effectue, à l'aide d'une fenêtre, avec une seconde ligne, elle-même



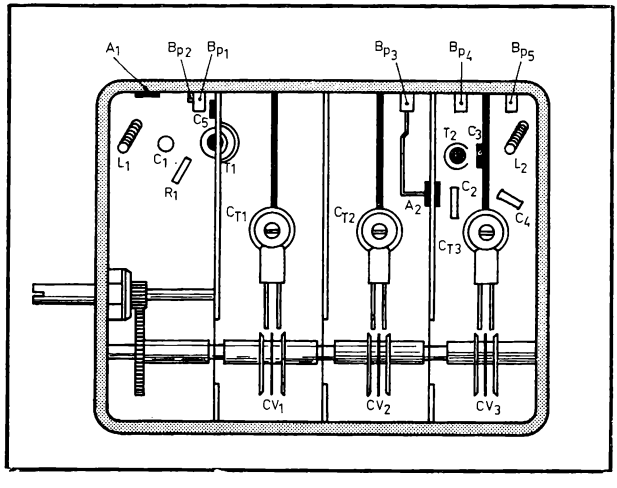
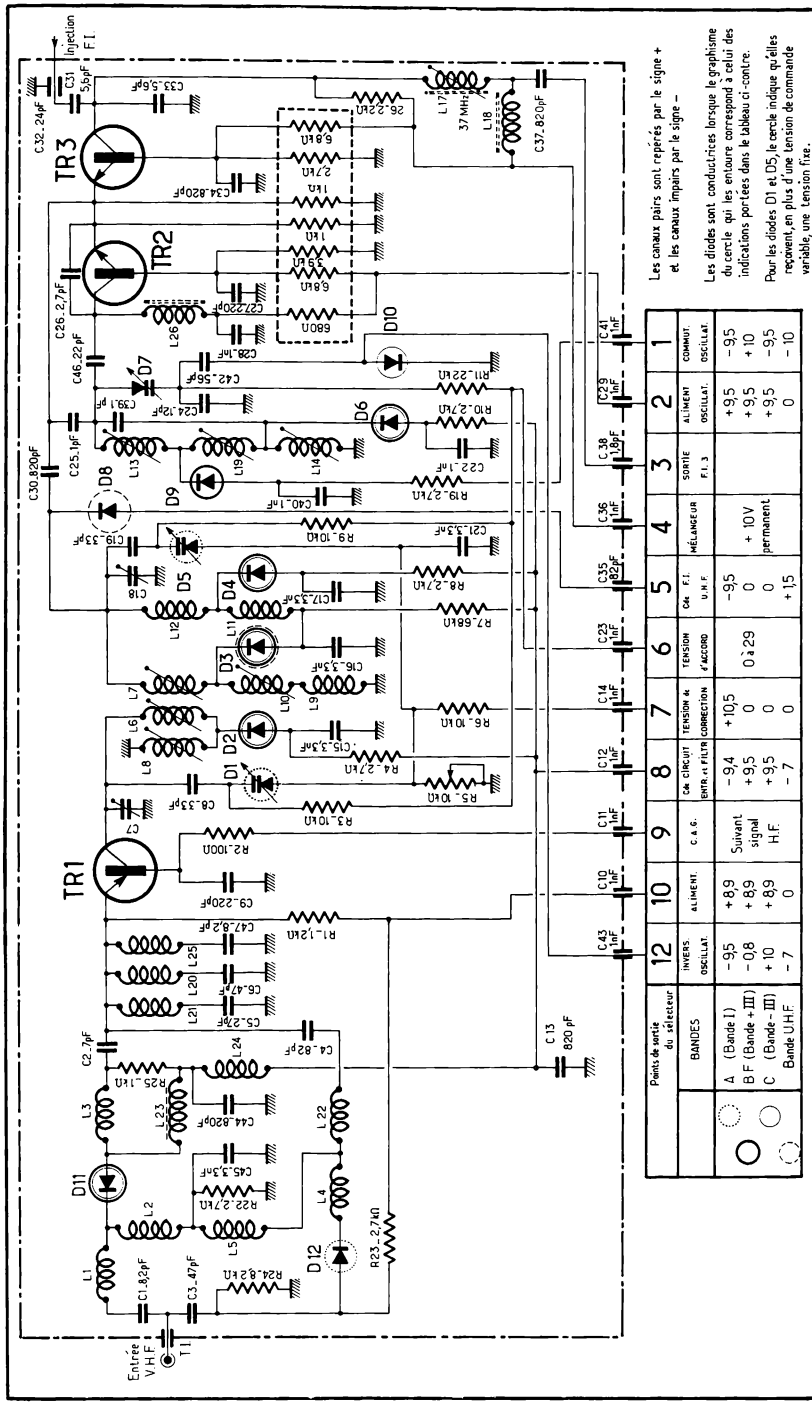


Fig. 18-24. — Sélecteur U.H.F. à deux transistors et à lignes quart d'onde.

Fig. 18-25. — Disposition intérieure du sélecteur de la figure 18-24 dans laquelle l'emplacement de chacun des composants est important.

couplée à l'émetteur de T_2 par le fil d'alimentation. Il s'agit là d'un couplage magnétique, le coefficient de couplage étant variable suivant l'éloignement du fil. Ici encore le passage marqué A_2 ne doit pas être capacitif.

L'oscillateur local a une fréquence f_l inférieure à celle f_s des signaux reçus (F.I. $= f_s - f_l$). Le circuit de sortie est constitué par un filtre de bande connecté, par l'intermédiaire d'un morceau de câble coaxial (50 Ω), au



Points de sortie du sélecteur		12	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
	BANDES	INVERS. OSCILLAT.	ALIMENT.	C.A.G.	Cde CIRCUIT ENTR. et FILTR	TENSION de CORRECTION	TENSION d'ACCORD	Cde F.I. U.H.F	MÉLANGEUR	SORTIE F.I. 3	ALIMENT. OSCILLAT.	COMMUT. OSCILLAT.
A (Bande I)		– 9,5	+ 8,9	Suivant signal H.F.	– 9,4	+ 10,5	0 à 29	– 9,5	+ 10V permanent		+ 9,5	– 9,5
B F (Bande + III)		– 0,8	+ 8,9		+ 9,5	0		0			+ 9,5	+ 10
C (Bande – III)		+ 10	+ 8,9		+ 9,5	0		0			+ 9,5	– 9,5
Bande U.H.F.		– 7	0		– 7	0		+ 1,5			0	– 10

Fig. 18-26. — Sélecteur V.H.F. à diodes à capacité variable et à accord par commutation électronique.

mélangeur du sélecteur V.H.F. La longueur du câble coaxial est critique, car ce câble constitue, avec le condensateur de 10 pF, un circuit accordé.

Enfin, on peut noter que les condensateurs de traversée représentent, en fait, des condensateurs de blindage nécessaires pour conduire vers la masse les tensions H.F. indésirables. La figure 18-25 montre une vue de l'intérieur de ce sélecteur. Les condensateurs variables prennent la majeure partie du volume global. Une réalisation faisant appel à des diodes à capacité variable

4-4. — *SÉLECTEUR V.H.F. A ACCORD PAR CAPACITÉS VARIABLES ET A COMMUTATION ÉLECTRONIQUE*

On est parvenu à réaliser des sélecteurs V.H.F. à accord « relativement » continu pour la France en groupant les canaux pairs et impairs de façon à n'avoir à effectuer qu'une seule commutation mécanique. Un exemple en est donné en figure 18-26, tiré d'une documentation Thomson. Le schéma est classique dans ses grandes lignes bien que complexe du fait des commutations nécessaires. Nous allons l'analyser en plusieurs étapes.

Bande I : La diode D_{12} est conductrice et la diode D_{11} bloquée (tension négative sur l'anode appliquée par L_{24}-L_{23}). Les signaux d'antenne sont transmis à l'émetteur du transistor d'entrée par un circuit en T (bobine L_4-L_5-L_{22}). Notons que trois réjecteurs sont implantés à demeure dans ce circuit d'émetteur. Le circuit de collecteur est accordé par D_1, diode à capacité variable dont la tension de commande est appliquée au point de sortie numéro 6 du sélecteur. Cette diode est en parallèle sur L_6-L_8; au point milieu se trouve une diode D_2 non-conductrice en bande I. Ces bobinages sont couplés avec L_7-L_9-L_{10} en bande I. L'accord se fait alors par D_5.

L'oscillateur est constitué par TR_2 (on reconnaît au passage la capacité de réaction C_{26}). Dans le circuit de base se trouvent les bobines d'accord (L_{13}-L_{19}-L_{14}) et la diode d'accord D_7.

Le mélange s'effectue sur l'émetteur de TR_3 par L_{11}-L_{12} d'une part et par la sortie de l'oscillation locale d'autre part, prise sur l'émetteur de TR_2.

Bande III — canaux pairs : La diode D_{12} est maintenant bloquée et la diode D_{11} conductrice (tension positive appliquée par 8 sur son anode). Les diodes D_2, D_3 et D_4 deviennent également conductrices et court-circuitent de ce fait les bobines sur lesquelles elles sont en parallèle (L_8-L_9-L_{10}-L_{11}). Comme nous sommes sur les canaux impairs, l'oscillateur local doit fournir une fréquence supérieure à la fréquence vision. On ne laisse alors en jeu que L_{13} en court-circuitant L_{14} et L_{19} respectivement par D_6 et D_9.

Bande III — canaux impairs : le seul changement par rapport à précédemment réside dans l'oscillateur local qui doit fournir une fréquence inférieure à la fréquence vision. Les bobines L_{13} et L_{19} sont en service (D_9 bloquée) et L_{14} court-circuitée par D_6.

U.H.F. : le transistor mélangeur est seul alimenté et sert de premier amplificateur F.I.

CHAPITRE 19

LES AMPLIFICATEURS F.I. VISION

Les signaux issus du sélecteur V.H.F. — ou, éventuellement, U.H.F. — ont des amplitudes de l'ordre de quelques millivolts tout au plus. C'est dire qu'ils sont trop faibles pour attaquer l'étage détecteur, qui exige des tensions de l'ordre du volt. La première fonction de la partie du téléviseur dont il va être question est donc amplificatrice. D'autre part, la courbe de réponse doit avoir une allure particulière et nous en expliquerons la nécessité. Enfin, il convient de séparer convenablement les voies son et vision, tout au moins lorsque le son est en modulation d'amplitude. Nous avons ainsi tracé les grandes lignes de ce chapitre, que nous terminerons par quelques exemples de réalisations industrielles.

L'expression « fréquences intermédiaires » (en abrégé F.I.) s'est substituée à l'ancienne expression « moyenne fréquence » (en abrégé M.F.), le sigle M.F. risquant d'être confondu avec celui de la modulation de fréquence (FM). Certains auteurs employant encore l'expression « moyenne fréquence », il nous a paru nécessaire de préciser ce petit point de linguistique.

1. — Choix des valeurs des fréquences intermédiaires

Le problème du choix de la F.I. ne se pose pratiquement plus, puisque, depuis plusieurs années, des normalisations ont été adoptées. En France, la F.I. son est centrée sur 39,2 MHz, la F.I. vision sur 28,05 MHz pour le 819 lignes. Il est cependant utile — et naturel pour un technicien — de connaître les raisons de ce choix qui n'est pas du tout arbitraire. Nous n'en parlerons que très brièvement, d'ailleurs, car les considérations qui permettent d'y aboutir sont extrêmement nombreuses.

La limite inférieure est fixée par la fréquence maximale de modulation vidéo. En effet, la fréquence de la porteuse — celle de la F.I. dans le cas qui nous intéresse — doit être supérieure à la fréquence de modulation dans un rapport de 3 au minimum. Au-dessous de cette valeur, il devient difficile de séparer — à la détection — les deux fréquences, la porteuse et celle de modulation. Cette limite inférieure devrait donc être fixée théoriquement — pour le 819 lignes — à 30 MHz.

La limite supérieure est fixée par les caractéristiques en fréquence du premier canal à recevoir. En France, cela correspond au canal F2, dont la porteuse son a une fréquence égale à 41,25 MHz (fréquence de la porteuse vision = 52,4 MHz).

Nous avons ainsi délimité une « fourchette » dans laquelle on pourra « placer » la F.I., mais il faut tenir compte, en outre, de la largeur de la bande à amplifier.

Or, en 819 lignes, elle est égale à 11,15 MHz (écart entre les porteuses son et vision), ce qui rétrécit encore les possibilités du choix.

De plus, il convient de tenir compte du rayonnement de l'oscillateur local. Si la fréquence d'oscillation ou les premières harmoniques (harmonique 2 ou 3) tombent dans la bande à amplifier, elles peuvent perturber le fonctionnement de l'amplificateur F.I. Par exemple, pour le canal F2 (le même problème se présente pour F4), si l'on veut conserver la position respective des porteuses, c'est-à-dire laisser la porteuse son au-dessous de la porteuse vision, on est obligé d'adopter des fréquences comprises entre 12 et 22 MHz pour l'oscillateur local. En effet, la fréquence de l'oscillateur local étant égale à la différence entre la porteuse vision et la limite inférieure ou supérieure que nous nous sommes fixée, nous trouvons $f_{osc.} = 52{,}40 - 40 = 12{,}40$ MHz, ou $f_{osc.} = 52{,}40 - 30 = 22{,}40$ MHz. Avec ces fréquences, l'harmonique 2, sinon la fondamentale, tombe inévitablement dans la bande vidéo que l'on doit transmettre. Par exemple, si nous choisissons 15 MHz pour l'oscillateur (F.I. son = 26,25 MHz et F.I. vision = 37,4 MHz), le battement avec l'harmonique 2 (30 MHz) donne un moirage sur l'image, car 37,4 — 30 = 7,4 MHz. Un terme d'argot technique très imagé traduit parfaitement bien le phénomène apparaissant sur l'écran : on dit qu'il y a du « vermicelle dans l'image ».

Pour éviter ces battements, il faut intervertir la position des porteuses de façon que la F.I. son vienne se placer au-dessus de la F.I. vision. Si nous calculons alors la fréquence de l'oscillateur local, avec les F.I. normalisées, nous trouvons $f_{osc.} = 52{,}40 + 28{,}05 = 80{,}45$ MHz.

En bande III, les canaux étant directs ou inversés, comme on l'a vu au chapitre 8, il en résulte que l'oscillateur local aura une fréquence tantôt supérieure, tantôt inférieure aux porteuses son et vision, de façon que la F.I. son soit toujours supérieure à la F.I. vision.

De nombreux autres facteurs jouent également dans le choix des F.I. :

a. — Si deux porteuses attaquent simultanément les étages sélecteurs, elles peuvent y engendrer un battement à l'intérieur de la bande F.I. choisie. Le battement se produit sur les fréquences de 22,3 — 33,45 — 44,6 MHz, etc., c'est-à-dire sur un multiple de 11,15 MHz;

b. — Il faut éviter qu'une des harmoniques de la F.I. vision coïncide avec la fréquence de l'oscillateur, ou encore se trouve à l'intérieur du canal reçu;

c. — Il faut s'assurer que la bande F.I. ne correspond pas à des fréquences utilisées par des émetteurs puissants ou proches.

Il existe encore d'autres conditions à respecter, mais, comme nous l'avons dit, nous n'estimons pas nécessaire de développer cette question puisqu'il existe une normalisation en France. Les fréquences choisies donnent satisfaction dans la quasi-totalité des cas. Rappelons que la F.I. son est fixée à 39,2 MHz.

Avant d'en terminer avec ce problème du choix des fréquences, il convient de noter le cas particulier qui se pose en France, où la largeur des canaux V.H.F. et U.H.F. est différente (écart entre porteuses son et vision, 11,15 MHz en V.H.F. et 6,5 MHz en U.H.F.). *La fréquence intermédiaire son reste toujours fixée à 39,2 MHz,* mais la fréquence vision devient égale à 32,7 MHz en 625 lignes. Un réducteur de bande sera donc nécessaire dans l'amplificateur F.I. vision.

Nous conservons la même F.I. son car, sans cela, il aurait été nécessaire d'établir une commutation dans l'amplificateur, ce qui n'est évidemment pas pratique. D'autre part, on profite d'un meilleur rapport entre la fréquence de modulation vision la plus élevée et la fréquence intermédiaire la plus basse (rapport supérieur à 5 au lieu d'être inférieur à 3). Nous reviendrons plus loin sur la question du réducteur de bande, dont la réalisation pratique est parfois assez délicate.

Nous donnons, dans le tableau ci-dessous, les valeurs normalisées des F.I. propres aux différentes normes.

	Nbre lignes	Largeur canal (MHz)	Vidéo (MHz)	Ecart vision son (MHz)	F.I. vision (MHz)	F.I. son (MHz)	Mod. son
Norme A	405	5	3	— 3,5	36,45	38,15	AM
Norme B (*)	625	7	5	+ 5,5	38,9	33,4	FM
Norme C	625	7	5	+ 5,5	—	—	AM
Norme D	625	8	6	+ 6,5	34,25 ou 38	27,75 ou 31,5	FM
Norme E	819	14	10	± 11,15	28,05	39,2	AM
Norme G (*)	625	8	5	+ 5,5	38,9	33,4	FM
Norme I	625	8	5,5	+ 6	39,5	33,5	»
Norme K	625	8	6	+ 6,5	40,25	33,7	»
Norme L	625	8	6	+ 6,5	32,70	39,2	AM
Norme M	525	6	4,2	+ 4,5	45,75	41,25	FM

2. — Forme de la courbe de réponse

Avant d'étudier la forme de la courbe de réponse que doit avoir un amplificateur F.I. vision, il est utile de rappeler brièvement les aspects particuliers de la modulation à bande latérale unique (*cf.* aussi chap. 6, § 3-2).

2-1. — *RAPPEL DES PRINCIPES DE MODULATION D'AMPLITUDE ET DE MODULATION A BANDE LATÉRALE UNIQUE*

Lorsqu'on module, en amplitude, une porteuse de pulsation ω_o, par un signal de pulsation Ω (avec $\Omega < \omega_o$), on obtient deux bandes latérales réparties de part et d'autre de la porteuse avec un écart égal à $\pm \Omega$. L'équation donnant, à chaque instant, la tension v est

$$v = V\left[\cos \omega_o t + \frac{M}{2} \cos (\omega_o + \Omega) t + \frac{M}{2} \cos (\omega_o - \Omega) t\right], \qquad (1)$$

avec M représentant la profondeur de modulation.

(*) L'Italie utilise soit les valeurs normalisées indiquées dans le tableau, soit une F.I. vision de 45,75 MHz et une F.I. son de 40,25 MHz.

On traduit vectoriellement cette expression de la façon représentée en figure 19-1*a*. Deux vecteurs, tournant en sens inverse l'un par rapport à l'autre, avec des vitesses $(\omega_o + \Omega)$ et $(\omega_o - \Omega)$, s'ajoutent à chaque instant, de sorte qu'on obtient une enveloppe de modulation telle que celle représentée en 19-1*b*.

Le spectre des fréquences de la modulation d'amplitude est large — deux fois la fréquence de modulation maximale — et redondant. En effet, toutes les informations nécessaires sont contenues dans chacune des deux bandes. Si on en supprime une, on ne change, par conséquent, rien au « message » transmis, et on réduit dans un rapport de deux la « tranche » occupée dans la bande de fréquences.

Supprimer une bande latérale revient à réduire l'expression (1) ci-dessus en

$$v_1 = V\left[\cos\ \omega_o t + \frac{M}{2}\cos\ (\omega_o + \Omega)\ t\right]$$

ou

$$v_2 = V\left[\cos\ \omega_o t + \frac{M}{2}\cos\ (\omega_o - \Omega)\ t\right].$$

On y parvient en ajoutant algébriquement à (1) soit

$$-\frac{M}{2}\cos\ (\omega_o + \Omega)\ t, \text{ soit } -\frac{M}{2}\cos\ (\omega_o - \Omega)\ t.$$

Du point de vue vectoriel, la représentation se réduit à un seul vecteur tournant au sommet de la porteuse, à la vitesse $(\omega_o + \Omega)$ ou $(\omega_o - \Omega)$, selon que l'on a supprimé la fréquence latérale supérieure ou inférieure. Dans la suite de cet exposé, nous supposerons que la bande latérale inférieure a été supprimée; le raisonnement reste évidemment identique dans le cas inverse.

En comparant les figures 19-1 et 19-2, on peut faire plusieurs remarques :

a. — La résultante n'est pas en phase avec la porteuse en B.L.U., mais elle l'est en modulation classique; le déphasage en B.L.U. est proportionnel à

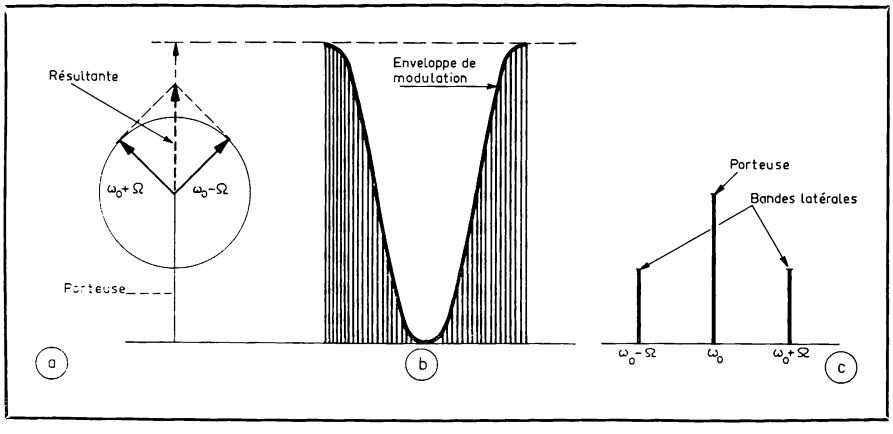


Fig. 19-1. — On peut représenter la modulation d'amplitude par la rotation de deux vecteurs tournant autour du sommet de la porteuse, en sens contraire l'un de l'autre (**a**) ; l'enveloppe de modulation est le résultat, à chaque instant, de l'addition vectorielle de la porteuse et de la résultante des vecteurs de modulation (**b**) ; en **c**, on voit le spectre de fréquences d'une porteuse modulée en amplitude par un signal sinusoïdal.

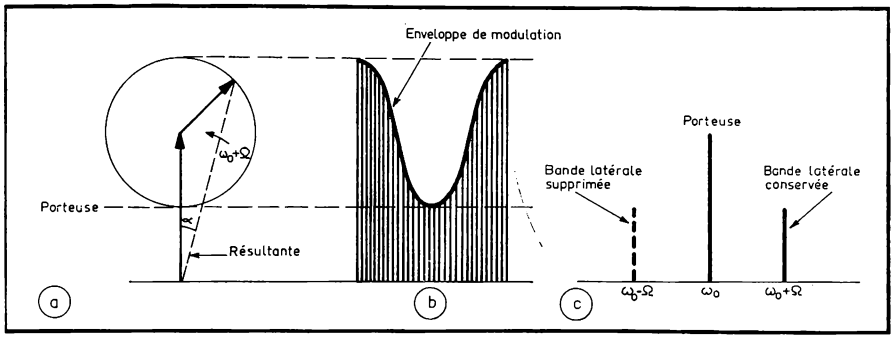


Fig. 19-2. — En modulation à bande latérale unique, un des vecteurs modulant est supprimé (a) ; l'enveloppe de modulation est le résultat de l'addition vectorielle de la porteuse et du vecteur tournant (b) ; le spectre de fréquences d'une porteuse modulée en bande latérale unique par un signal sinusoïdal est deux fois plus étroit que si la modulation était faite en amplitude (c).

la profondeur de modulation. On peut le constater en dessinant plusieurs figures avec des valeurs de M différentes;

b. — Il y a distorsion du signal modulant d'autant plus grande que M est grand. Cette remarque est d'ailleurs liée à la première;

c. — L'amplitude crête à crête de l'enveloppe de modulation est diminuée de moitié par rapport à celle obtenue en modulation d'amplitude, si $M = 1$ (c'est notre cas, puisque la profondeur de modulation en télévision est pratiquement de 100 % ou, en tout cas, peut l'atteindre). Cette remarque est très importante pour tout ce que nous aurons à dire.

Les deux premières remarques se rapportent surtout à l'émission. On a vu, en effet, que pour réduire la distorsion, on est conduit, en télévision, à adopter une méthode de modulation intermédiaire entre la B.L.U. totale et la modulation classique. On se contente de supprimer la majeure partie d'une des bandes latérales. Il s'agit maintenant d'étudier la meilleure façon de retrouver l'enveloppe de modulation sans y introduire de déformation supplémentaire.

2-2. — *COURBE DE RÉPONSE DE L'AMPLIFICATEUR F.I.*

2-2-1. — *Du côté de la porteuse vision*

Voyons ce que l'on obtiendrait avec un classique système d'amplification suivi d'un étage détecteur. A l'entrée, on trouve le spectre représenté en 19-3*a*, c'est-à-dire la porteuse ω_0 — en fait la porteuse vision — modulée par un signal dont la pulsation varie continûment entre 0 et Ω. La pulsation $(\omega_0 - \omega_c)$ correspond à la fréquence de coupure de l'émetteur du côté des fréquences basses.

On peut considérer que nous avons affaire à deux émissions distinctes : l'une effectuée en modulation d'amplitude classique; l'autre en B.L.U. totale. On se souvient, d'autre part, qu'on obtient une enveloppe de modulation dont l'amplitude est deux fois plus grande en modulation classique qu'en B.L.U. L'amplificateur et le détecteur ne faisant aucune différence entre l'un et l'autre de ces types de modulation, il en résulte que l'amplitude des fréquences basses, à la sortie, sera deux fois plus grande que celle des fréquences élevées. La courbe de réponse amplitude-fréquence est donc celle représentée en 19-3*b*.

Pour respecter l'amplitude du signal modulant, il faut, par conséquent, amplifier deux fois moins les fréquences basses que les fréquences élevées. La courbe de réponse de l'amplificateur devrait avoir l'allure de celle représentée en 19-3*c*. Une telle courbe n'étant pas commode à obtenir, on procède autrement, et la méthode que nous allons analyser maintenant est universellement adoptée.

La courbe de réponse de l'amplificateur est celle représentée en 19-3*d*. Les fréquences basses sont amplifiées de façon que la somme de deux fréquences latérales symétriques $(\omega_o + \omega_x)$ et $(\omega_o - \omega_x)$ soit constante et égale à l'amplitude des fréquences élevées. On peut remarquer que la surface du triangle, situé à gauche de la verticale à $(\omega_o + \omega_c)$, est égale à celle du rectangle compris entre $(\omega_o - \omega_c)$ et $(\omega_o + \omega_c)$. Tout se passe comme si l'amplification des bandes latérales symétriques autour de ω_o était égale à la moitié de l'amplification des fréquences supérieures à $(\omega_o + \omega_c)$. C'est le résultat recherché.

On appelle « talon » et quelquefois « flanc de Nyquist » l'hypoténuse du triangle. Sa pente, et la position de la porteuse par rapport à son milieu, sont deux facteurs à considérer attentivement. La théorie mathématique étant extrêmement complexe, nous nous contenterons de faire appel à l'intuition.

Position de la porteuse par rapport au point milieu du talon

Trois cas peuvent se présenter : la porteuse est bien « centrée »; elle est au-dessus du point milieu; elle est au-dessous de ce point. Lorsque la porteuse est au-dessus du point milieu, les fréquences basses sont favorisées (fig. 19-4) pour deux raisons : coupure des fréquences extrêmes (si la bande passante de l'amplificateur est celle qu'il doit normalement avoir); suramplification des fréquences basses (la surface d'amplification est supérieure à celle, théorique, de toute la partie hachurée). Cela se traduit sur l'écran du téléviseur par des traînages lors d'un passage du blanc au noir. Lorsque la porteuse est au-dessous du point milieu, les fréquences basses sont défavorisées (fig. 19-4) pour les raisons inverses. Le résultat se traduit sur l'écran par un trait blanc « soulignant » les contours des surfaces noires (remontée trop importante des fréquences élevées). On peut noter que, dans les deux cas, ce sont les transitions noir-blanc qui sont affectées par un mauvais placement de la porteuse. Les détails de l'image n'en souffrent que peu. Ces phénomènes s'expliquent si l'on sait que les transitions (signal carré, par exemple) entre larges plages ont un spectre de fréquences dans lequel les fréquences basses sont prépondérantes, alors que les détails fins ont un spectre pratiquement uniforme dans toute la bande.

Pente du flanc de Nyquist

Nous avons vu que la somme des amplitudes des fréquences symétriques autour de f_o (ou ω_o) devait être constante. Cependant, la pente peut être plus ou moins accusée autour de la position idéale de la porteuse vision, comme le montre la figure 19-5*a*. Les trois talons sont correctement centrés sur ω_o (fréquence F.I. vision); l'addition des bandes latérales réparties autour de ω_o est constante et égale à l'amplitude des hautes fréquences. Il semblerait donc que la pente du talon ne soit pas critique, mais malheureusement elle l'est.

En effet, examinons ce qui se passe avec le talon B. La fréquence de coupure de l'émetteur est ω'_c, ce qui signifie que, à gauche de ω'_c, il n'existe aucune information — ou si l'on préfère aucune énergie transmise, — de sorte qu'il se produit une atténuation (ou un creux) à partir de ω_c sur la réponse de l'amplificateur (fig. 19-5*b*). Il faut donc que le point de départ du talon soit au minimum ω'_c.

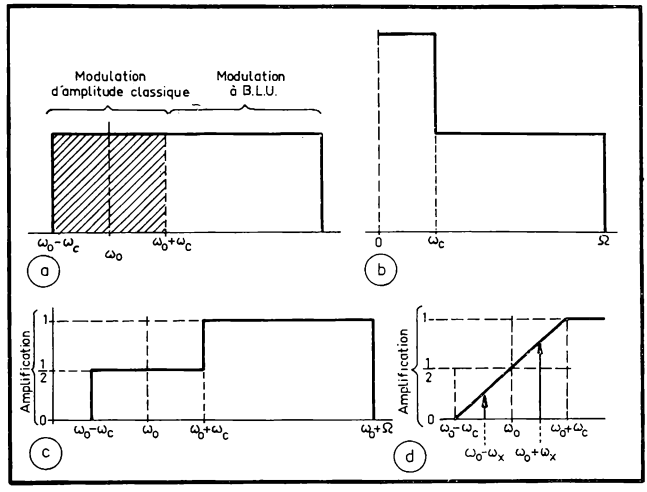


Fig. 19-3. — Le spectre d'une émission TV peut être décomposé en deux parties, l'une dans laquelle la modulation serait faite classiquement en amplitude et la seconde où la transmission serait à bande latérale unique (**a**) ; comme l'enveloppe de modulation est deux fois plus grande en M.A. qu'en B L.U., les fréquences basses seraient, dans un amplificateur classique, deux fois plus amplifiées que les fréquences élevées (**b**), de sorte que pour avoir une amplification uniforme de toutes les fréquences, la réponse de l'amplificateur devrait être celle illustrée en **c** ; mais, pour des raisons pratiques, la réponse sera celle représentée en **d**, équivalente à **c**.

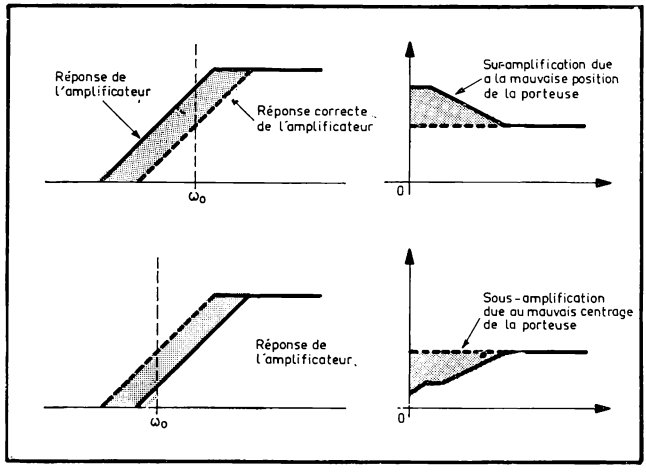


Fig. 19-4. — Un positionnement incorrect du « talon » perturbe la courbe de réponse aux fréquences basses.

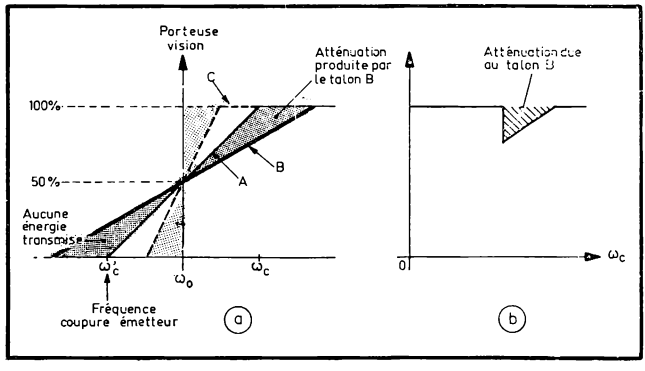


Fig. 19-5. — Une inclinaison incorrecte du « talon » perturbe, elle aussi, la courbe de réponse de l'amplificateur.

Mais la pente du talon peut être celle de C, c'est-à-dire plus grande que la pente théorique A. Et il semblerait que tout se passe bien en ce qui concerne l'amplitude, puisque le triangle en grisé à gauche de ω_0 « comble » la surface grisée à droite de ω_0, ce qui signifie que l'amplification reste constante à droite de ω_0. Malheureusement, on doit tenir compte d'un second facteur, qui est celui du temps de propagation de phase. Nous allons montrer que celui-ci est d'autant plus grand que la pente est elle-même plus grande (talon moins incliné).

Voyons la figure 19-6*a* où sont représentés deux talons, A et B, ce dernier ayant une pente plus grande que celle de A. Dans la figure 19-6*b*, nous avons tracé, pour chaque fréquence f_1, f_2, f_3, f_4, le résultat de l'addition des bandes latérales et de la porteuse.

Par souci de simplification, seules les bandes latérales f_1 et f'_1 sont représentées avec leur résultante. On voit dans la figure que les angles de déphasage augmentent proportionnellement à la fréquence. Cela signifie que le talon A ne produit pas de distorsion de phase, le temps de propagation de phase (rapport du déphasage sur la fréquence) restant constant (*cf.* chap. 17, § 2-2). Ce temps a une certaine valeur, exprimée en unités de temps, bien entendu.

Que se passe-t-il avec le talon B? Sensiblement la même chose, à ceci près que les angles de déphasage sont plus grands que pour le cas précédent. Le temps de transmission de phase reste constant, *mais sa valeur est plus élevée*. Il semblerait encore une fois que l'inclinaison du talon ne soit pas critique, mais il faut se souvenir que des dispositifs de correction ont été incorporés, à l'émission, pour compenser les distorsions dues à la modulation à bande latérale atténuée. Ces dispositifs ont été prévus pour une inclinaison donnée correspondant à celle du talon A de la figure 19-6*a*, c'est-à-dire à un talon dont l'origine correspond à la fréquence pour laquelle on cesse d'émettre en modulation à double bande (f'_4 dans notre exemple). Si le talon a pour origine f'_3, le temps de transmission devient trop important et il se produit des distorsions de phase.

La pente correcte d'une courbe de réponse F.I. se calcule au moyen de la relation suivante :

$$p = \frac{100}{2\,\Delta f_c} \text{ (en pour cent par mégahertz)}$$

où f_c correspond à la largeur de la bande latérale résiduelle. Ainsi, pour le 819 lignes, pour lequel la largeur théorique de cette bande résiduelle est de 2 MHz, la pente du talon devrait être de 25 % par MHz. En réalité, cette bande est plus large, puisque les circuits ne permettent pas d'obtenir une décroissance très brutale. De sorte qu'il faut compter une largeur de bande réelle de 2,5 MHz, et on trouve alors une pente égale à 20 % par mégahertz. C'est une valeur très couramment adoptée donnant satisfaction dans la pratique. En 625 lignes, la pente théorique devrait être de 40 % (bande résiduelle égale à 1,25 MHz), mais en pratique, elle est plus faible, de l'ordre de 30 %.

2-2-2. — *Du côté de la porteuse son*

On a vu que, suivant les standards, il existe deux procédés de transmission du son : transmission en modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence. A la réception, l'extraction du son pourra être effectuée différemment.

a. — *Dans le cas de la modulation d'amplitude, on sépare les porteuses son et vision dès la sortie du changement de fréquence.* Il y a donc deux amplificateurs F.I. : l'un pour le son; l'autre pour l'image. Il est nécessaire d'éli-

miner toute trace de F.I. son dans l'amplificateur F.I. vision. Cette nécessité vient du fait que le détecteur vidéo est sensible à l'amplitude des signaux, de sorte que s'il reste des traces de F.I. son à l'entrée du détecteur, elles seront transmises à l'amplificateur vidéo. A ce stade, il sera pratiquement impossible de les éliminer, et il en résultera une image perturbée par le son.

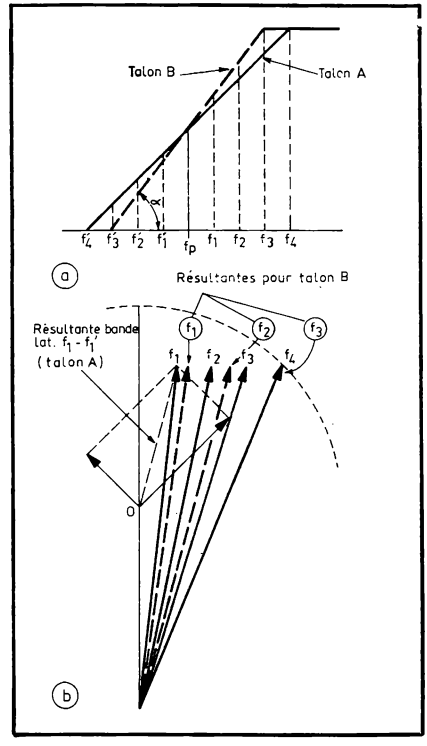


Fig. 19-6. — Lorsque la pente du talon est plus « raide » que la pente normalisée, le temps de transmission de phase est trop important, ce qui se traduit par des distorsions de phase.

En conséquence, il faut prévoir dans l'amplificateur F.I. vision des circuits appropriés appelés « réjecteurs son », qui « absorbent » la F.I. son ou l'empêchent de passer. Quelquefois, on extrait la F.I. son après le premier étage F.I. L'amplificateur F.I. son est ainsi simplifié, mais les réjecteurs doivent être plus efficaces.

b. — *Lorsque le son est transmis en modulation de fréquence, on peut utiliser la même chaîne d'amplification F.I.* pour le son et l'image. C'est le procédé dit *interporteuse* (en anglais *intercarrier*), dans lequel la porteuse F.I. son est extraite à l'étage de détection ou à celui d'amplification vidéo, cet étage fonctionnant alors en quelque sorte comme un changeur de fréquence. On peut d'ailleurs — et cela se fait souvent dans le cas de récepteurs multistandards — séparer son et image dès l'étage changeur de fréquence, comme en modulation d'amplitude.

La forme de la courbe de réponse du côté de la porteuse son n'est pas la même suivant que l'on sépare les fréquences intermédiaires son et vision dès la sortie du changement de fréquence ou au niveau de l'étage détecteur.

Dans le premier cas, la courbe de réponse décroît rapidement du côté de la porteuse son, de sorte que celle-ci est atténuée de — 50 dB environ par rapport au niveau maximal.

Dans le cas où l'on utilise le système interporteuse, la courbe de réponse du côté de la porteuse son subit une atténuation de l'ordre de 20 à 25 dB, puis présente un palier avant de décroître à nouveau. L'utilité de cette atténuation et la nécessité du palier seront analysées lors de l'étude de la réception du son selon le procédé interporteuse.

2-3. — *FORME GLOBALE DE LA COURBE DE RÉPONSE DE DIFFÉRENTS AMPLIFICATEURS F.I.*

Nous avons maintenant les éléments nécessaires pour tracer la courbe de réponse globale d'un amplificateur F.I. Ces courbes sont représentées dans la figure 19-7 pour le 819 lignes, le 625 lignes français et le 625 lignes C.C.I.R.

Elles sont contenues dans des gabarits qui tiennent compte des dispersions de caractéristiques, le minimum de distorsion admise portant évidemment sur la position du flanc de Niquyst. Une plus grande liberté est laissée du côté des fréquences élevées, au détriment cependant des détails très fins de l'image.

Il faut remarquer que, en télévision couleurs, les limites sont plus serrées, à cause de la sous-porteuse de chrominance qui ne doit pas être atténuée. Un

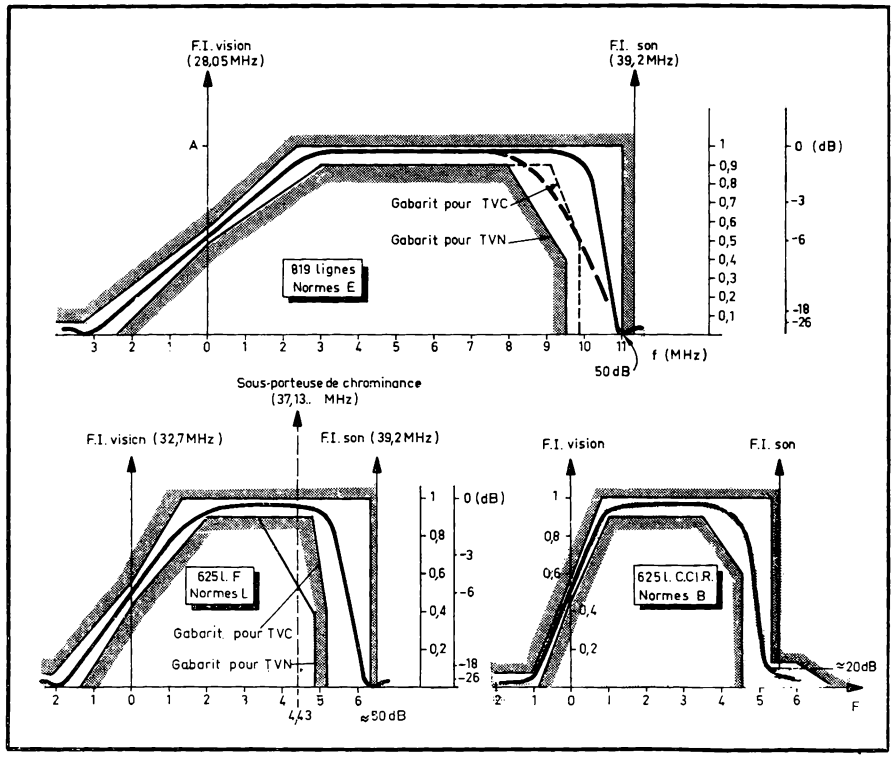


Fig. 19-7. — Exemples de gabarits dans lesquels doivent être contenues les réponses des amplificateurs F.I. vision. On remarquera que, pour la TVC, la chute du côté de la porteuse son doit être plus raide que pour la TV noir-blanc afin de ne pas perturber la sous-porteuse de chrominance.

problème analogue se pose également en 819 lignes, puisque la partie droite de la courbe de réponse est la même en 819 lignes qu'en 625 lignes.

Les différentes courbes n'ont évidemment pas les formes angulaires que nous leur avions attribuées jusqu'à maintenant, car on est incapable pratiquement de réaliser des circuits ayant de telles performances. En outre, on démontre, et l'expérience le confirme, que lorsqu'il se produit des variations très brutales de la courbe amplitude-fréquence, la caractéristique de phase subit elle-même de très fortes variations. Le temps de propagation de groupe — qui représente la vitesse avec laquelle varie le déphasage en fonction de la pulsation ($\tau_g = d\varphi/d\omega$) — devrait être théoriquement constant pour qu'il n'y ait pas de distorsion de phase. La mesure du temps de retard de groupe — qui est relativement simple à effectuer, d'où l'intérêt de cette notion — montre que celui-ci est constamment variable dans la bande de fréquences à amplifier et qu'il est lié à la forme du « talon » et à la largeur de la bande transmise.

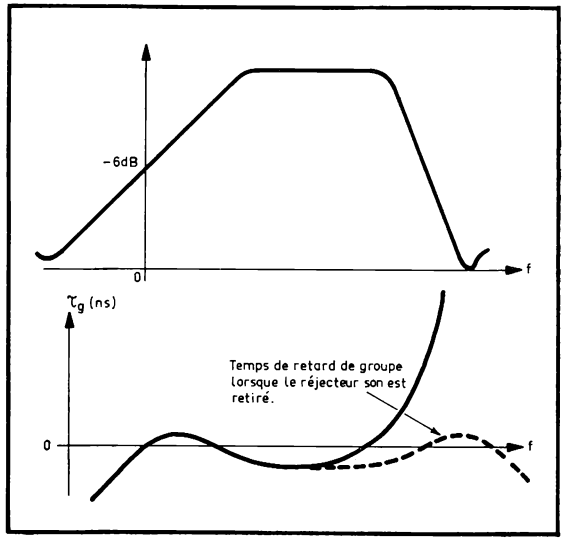


Fig. 19-8. — Variations du temps de retard de groupe d'un amplificateur F.I. On voit que τ_g est modifié à chaque « accident » de la courbe de réponse.

La figure 19-8 montre comment varie le temps de retard de groupe pour une courbe de réponse correcte d'un amplificateur F.I. Il s'accroît progressivement en fonction de la pente du talon, puis reste relativement constant, pour remonter brutalement du côté de la porteuse son. Si l'on supprime les réjecteurs son, le temps de retard de groupe décroît à nouveau et à peu près symétriquement par rapport à la montée. Ce qui est important c'est moins la valeur propre du retard que l'amplitude, qui doit être réduite au minimum (inférieur à 100 ns pour le standard 819 l.).

Enfin, pour en terminer avec les courbes de réponse, il faut noter que le sommet d'une courbe ne doit pas être nécessairement plat ainsi qu'on le recommandait autrefois. On démontre que pour satisfaire à la double condition de phase linéaire et de large bande, la courbe doit avoir une allure « gaussienne », c'est-à-dire affecter la forme d'une courbe en cloche (courbe de Gauss). Représentée à l'échelle logarithmique, une telle courbe devient une parabole. Il n'est d'ailleurs pas possible de respecter intégralement la forme idéale de la courbe de Gauss, à cause des réjecteurs son qui en détruisent la parfaite symétrie.

La courbe de la figure 19-9 représente la réponse d'un amplificateur F.I. (625 l. français). C'est une courbe à allure gaussienne. En trait interrompu a été représentée la véritable courbe de Gauss. On admet même maintenant que des variations de niveau relativement atténuées du haut de la courbe sont sans grande influence sur le résultat global.

3. — Conception d'un amplificateur F.I.

Un amplificateur F.I. doit fournir des tensions de l'ordre du volt (2 à 3 V) à l'étage détecteur qui — nous le verrons par la suite — peut être assimilé à un réseau RC parallèle. La résistance est de l'ordre de 2000 Ω, la capacité de 2 pF environ, valeurs qui sont des ordres de grandeur pouvant varier dans d'assez grandes proportions, mais que nous utiliserons par la suite. En pratique, il faut d'abord calculer l'étage détecteur pour connaître son influence sur l'amplificateur F.I. Les tensions appliquées à l'étage d'entrée de l'amplificateur sont de l'ordre de quelques millivolts, de sorte que le gain en tension de l'amplificateur s'établit autour de 1000, soit 60 dB. En général, il est même supérieur et se situe entre 60 et 80 dB.

La stabilité est un facteur important d'un amplificateur; elle en conditionne la reproductibilité et la tenue dans le temps. Or, on sait que les risques d'instabilité augmentent en fonction de l'accroissement du gain. Il faut donc que le gain par étage soit limité à une valeur compatible avec la stabilité. Ce problème ne se pose pas véritablement dans un amplificateur F.I., car nous verrons que ses différents étages sont amortis. Néanmoins, il convient de prendre quelques précautions contre les accrochages, ou contre les réactions parasites.

D'autre part, et avec les transistors particulièrement, il sera souvent nécessaire de neutrodyner les étages. On sait, en effet, que les transistors présentent une capacité de réaction dont il faudra éliminer les effets.

Etant donné le gain exigé, on doit utiliser plusieurs étages. Les éléments actifs peuvent être considérés comme des éléments apériodiques dont le rôle est de fournir l'énergie, soutirée à l'alimentation, aux circuits de liaison, de façon à obtenir l'amplification désirée. Ainsi seuls interviennent, dans la formation de la courbe de réponse, les circuits de liaison. Pour être exact, il faut noter que l'élément actif n'est pas totalement apériodique à cause de ses propres capacités. Mais puisque l'on en tient compte dans le calcul des circuits de liaison, on peut, en tout état de cause, considérer que notre première hypothèse est valable. Nous faisons ainsi une première simplification — ce n'est pas négligeable — qui permet de calculer un amplificateur uniquement en fonction des circuits de liaison. De leur conception dépend finalement la qualité de cet amplificateur.

3-1. — *DÉTERMINATION DU NOMBRE D'ÉTAGES*

Le nombre d'étages est fonction du gain global désiré et de la bande passante.

Afin de faciliter la comparaison des tubes, on convient de les caractériser par leur facteur de mérite, c'est-à-dire par le produit « gain × bande » donné par la relation

$$G.B = s/2\pi C$$

où s est la pente en A/V et où C représente la somme des capacités d'entrée et de sortie du tube.

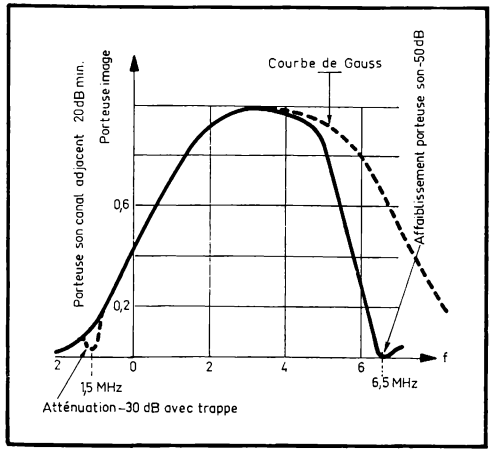


Fig. 19-9. — Courbe de réponse à allure gaussienne d'un amplificateur F.I.

Par exemple, un tube ayant une pente de 10 mA/V et des capacités d'entrée et de sortie respectivement de 15 pF et 7 pF, a un produit G.B égal à

$$G.B = \frac{10.10^{-3}}{6{,}28 \times 22.10^{-12}} = 72 \text{ MHz.}$$

Ce produit augmente lorsque les capacités diminuent ou lorsque la pente augmente. Si l'on désire réaliser un amplificateur ayant une bande passante de 10 MHz, le gain en tension devient égal à 7,2, soit environ 17 dB. Il faudrait quatre étages avec ce type de tube ($4 \times 17 = 68$ dB) pour être dans les limites que nous nous sommes fixées. Les tubes utilisés actuellement ont un meilleur produit G.B (souvent de plus de 100 MHz), de sorte que le nombre d'étages peut être réduit. A noter que le produit G.B est pratiquement une constante caractérisant un tube donné.

On ne peut guère définir le produit « gain × bande » pour un transistor, car ses paramètres sont variables suivant le point de fonctionnement. Ainsi, le gain en puissance maximal d'un transistor dont les impédances d'entrée et de sortie sont adaptées et parfaitement neutrodynées (ou unilatéralisées) s'exprime par

$$G_p = \frac{|s|^2}{4} \cdot R_{11e} \cdot R_{22e},$$

où s est la pente (que l'on représente souvent sous sa « forme » admittance Y_{21}) et où R_{11e} et R_{22e} sont les résistances d'entrée et de sortie du transistor (exprimées souvent par les paramètres g_{11e} et g_{22e}, inverses des résistances). Les résistances d'entrée et de sortie sont variables avec le point de fonctionnement, ou plus précisément avec le courant de collecteur qui n'est évidemment pas constant. Le gain en puissance varie donc constamment.

A titre d'exemple, calculons le gain maximal en puissance d'un transistor AF 202 dont les caractéristiques sont les suivantes : $s = Y_{21e} = 95$ m℧; $g_{11e} = 3{,}5$ m℧; $g_{22e} = 0{,}3$ m℧; pour $I_c = 3$ mA et $U_{ce} = 10$ V à $f = 35$ MHz. Par application directe de la relation ci-dessus (en exprimant les résistances sous leur forme conductance $R_{11e} = 1/g_{11e}$) on trouve

$$G_p = \frac{|95|^2}{4} \cdot \frac{1}{3{,}5 \times 0{,}3} \# 2150 \text{ ou } 33 \text{ dB en puissance.}$$

On pourrait supposer qu'il suffit de deux transistors pour réaliser un amplificateur F.I. dont le gain en puissance est de l'ordre de 45 dB au minimum. En fait, il n'en est rien et il faut bien trois étages, parce que les adaptations ne seront jamais parfaites et, surtout, parce qu'il se produit des pertes dites d'insertion, dues à la présence des circuits de couplage, des pertes dues au couplage lui-même et, éventuellement, des pertes dues au taux de réaction interne de chaque transistor, de sorte que le gain ci-dessus est réduit dans une proportion non négligeable. Notons que, bien souvent, le gain maximal en puissance est indiqué par le constructeur et constitue le facteur de mérite du transistor considéré, en quelque sorte.

3-2. — *ETAGES A BANDES DÉCALÉES*

Les solutions adoptées dans les amplificateurs F.I. de radiodiffusion — c'est-à-dire des étages à filtres de bande à fréquence concordante — ne peuvent pas être appliquées en télévision à cause de la largeur de bande nécessaire. Le gain par étage devient dans ces conditions trop faible.

Puisqu'on est amené à utiliser plusieurs étages pour obtenir le gain nécessaire, on peut adopter une méthode dans laquelle chaque étage est responsable d'une partie de la bande totale. Par exemple, si l'on utilise trois étages, on peut confier l'amplification de la partie centrale à un des trois (le dernier, en principe; nous verrons pourquoi par la suite), les deux autres amplifiant les parties extrêmes. La bande passante de chaque étage est relativement réduite, et son gain est supérieur par rapport à celui obtenu précédemment, puisque la résistance de charge éventuelle peut être plus grande. La figure 19-10 montre comment se forme la courbe globale.

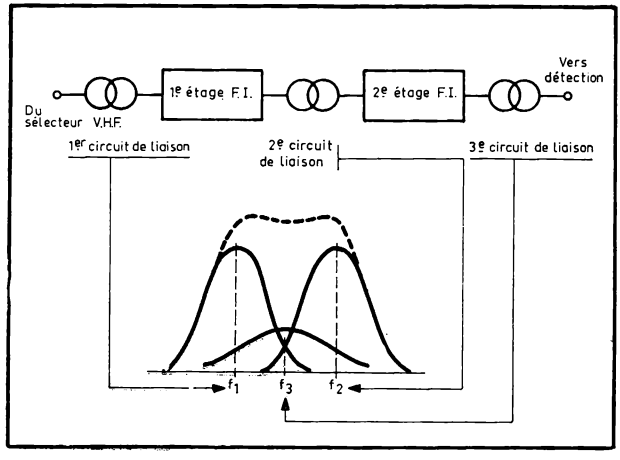


Fig. 19-10. — Pour obtenir la largeur de bande convenable, on peut utiliser la méthode des circuits décalés dans laquelle les réponses des circuits sont additionnées, en quelque sorte, et forment la courbe de réponse globale de l'amplificateur.

Comme il y a toujours un circuit de liaison de plus que le nombre d'étages ou d'éléments actifs, le nombre des circuits peut être pair ou impair. Dans notre exemple précédent, il y avait trois étages et, par conséquent, quatre circuits. Sur la figure 19-10, il y a deux étages, soit trois circuits. Avec quatre étages, on trouve cinq circuits de liaison, etc. Chacun des circuits peut être accordé différemment, de sorte qu'on a le choix entre plusieurs solutions :

a. — Accorder chaque circuit sur une fréquence différente;

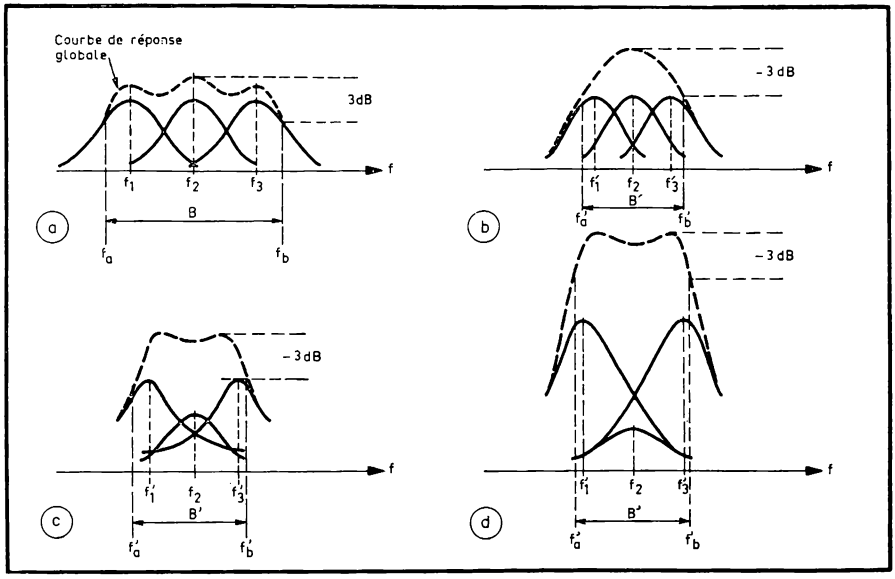


Fig. 19-11. — En jouant sur les fréquences de résonance de chacun des circuits et sur leurs amortissements, on modifie, à volonté, la courbe de réponse globale de l'amplificateur.

b. — Grouper certains circuits de façon qu'ils soient responsables d'une partie de la bande globale, et grouper les autres pour leur confier l'autre partie. Rien ne nous empêche, d'ailleurs, de constituer trois groupes avec les circuits en présence.

Par exemple, si nous avons quatre circuits nous pourrons les accorder chacun sur une fréquence : $f_1 - f_2 - f_3 - f_4$. Nous pourrons aussi en accorder deux sur une fréquence f_1 et deux autres sur une certaine fréquence f_2.

Deux caractéristiques importantes doivent être analysées avec soin. La réponse en fréquence dépend à la fois de la *distribution des fréquences* et de l'*amortissement* imposé à chaque circuit.

Par exemple, supposons que nous disposions de trois circuits dont les fréquences d'accord peuvent être rendues variables sans que leur courbe de réponse soit modifiée. Ces circuits sont d'abord réglés sur des fréquences f_1, f_2 et f_3. La courbe de réponse globale est celle de la figure 19-11*a*. La largeur de bande à — 3 dB est $f_b - f_a = B$. Conservons maintenant la même fréquence centrale f_2, mais rapprochons les deux bandes partielles : $f'_1 > f_1$ et $f'_3 < f_3$. La courbe de réponse globale est celle de la figure 19-11*b*. Elle s'est arrondie (meilleur temps de retard de groupe) et son niveau est plus haut (meilleur gain), mais l'écart $f'_b - f'_a = B'$ est inférieur à l'écart précédent ($B' < B$). *La distribution des fréquences partielles* est donc un facteur important qui *conditionne la largeur de la bande globale transmise.*

Augmentons maintenant l'amortissement du circuit central (f_2). *La bande passante ne change pas,* mais le sommet, au lieu d'être arrondi, s'est légèrement creusé. On constate, en augmentant l'amortissement, que le creux devient de plus en plus prononcé. Désamortissons maintenant les circuits centrés sur f'_1 et f'_3. Leurs courbes de réponse deviennent plus « pointues ». Les pentes de la courbe de réponse globale deviennent plus raides (fig. 19-11*d*), mais la bande passante ne change pas. *Les amortissements* sont donc des facteurs qui *conditionnent la forme d'une courbe de réponse.*

On voit qu'en jouant sur la répartition des fréquences et les amortissements, on peut transformer à volonté une courbe de réponse globale. La figure 19-12 montre, d'ailleurs, quelques exemples d'amortissements mal répartis qui déforment de façon inacceptable une courbe de réponse.

Nous étudierons, par la suite, une méthode qui permet de calculer avec précision la répartition des fréquences et les amortissements nécessaires. On peut dire dès maintenant que la répartition est déjà « suggérée » par certaines caractéristiques techniques. En effet, l'étage de détection introduit un amortissement considérable, de l'ordre de 2 kΩ, de sorte que l'on est pratiquement obligé de le faire précéder par l'étage qui doit être le plus amorti. Parfois cet amortissement peut se révéler excessif, ce qui oblige de prévoir des dispositions particulières (couplage par prise intermédiaire sur le transformateur F.I. de sortie). D'autre part, la séparation du son et de l'image est d'autant plus facile que le décalage en fréquence est plus grand, et c'est donc le premier circuit F.I. qui sera naturellement centré sur la fréquence la plus basse ou une des plus basses du spectre F.I. Les autres circuits seront répartis de telle sorte que leurs fréquences soient aussi éloignées que possible de celles des circuits voisins.

3-3. — *LIAISONS PAR CIRCUITS SURCOUPLÉS*

L'inconvénient de la méthode des circuits décalés est assez évident. Chaque circuit est différent des autres, ce qui ne présente pas de gros inconvénients lorsqu'on doit réaliser un amplificateur unique, mais constitue une complication pour une production en grande série. D'autre part, les réglages sont plus délicats par rapport à ceux des circuits surcouplés que nous allons étudier maintenant.

On sait que deux circuits surcouplés ont une réponse en fréquence caractérisée par deux bosses apparaissant de part et d'autre de la fréquence centrale. A mesure que le couplage devient plus lâche, les bosses diminuent et pour *un certain couplage* (k_t) *la courbe présente un sommet comportant un léger plat et le gain est maximal si les deux circuits sont identiques.* Si on diminue le couplage, la courbe se rétrécit, et le sommet s'arrondit d'autant plus que le couplage est plus lâche. On dit que la courbe est plus sélective, mais le gain diminue puisque la transmission d'énergie se fait moins bien vers le secondaire. Ces quelques rappels, que la figure 19-13 résume, peuvent faire penser à une troisième conception d'un amplificateur F.I.

En utilisant un ou plusieurs circuits surcouplés, c'est-à-dire à bande relativement large, conjointement avec un ou plusieurs circuits simples, on peut obtenir la courbe de réponse que l'on désire. Les différents circuits ont la même fréquence d'accord, ou plus précisément *sont réalisés pour la même fréquence de résonance.* On fera varier les couplages pour obtenir la largeur de bande nécessaire, et on jouera sur les amortissements des circuits simples pour aplanir la courbe au sommet. La figure 19-14 montre un exemple d'une courbe globale obtenue à partir d'un circuit surcouplé et d'un circuit simple.

3-4. — *CIRCUITS DE LIAISON*

L'étude des deux paragraphes précédents laisse entrevoir que deux grandes classes de circuits sont employées : circuits de structure simple, à bande relativement étroite, qui seront utilisés dans les deux types d'amplificateurs F.I.; circuits à structure complexe et à couplage serré qu'on emploiera dans le second type d'amplificateurs. L'étude des premiers est assez simple,

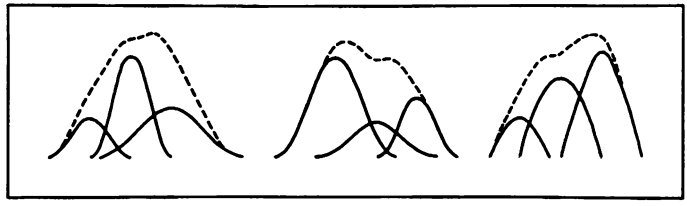


Fig. 19-12. — Quelques exemples de malformations de la courbe de réponse d'un amplificateur dues à des réglages incorrects soit des fréquences, soit des amortissements des circuits.

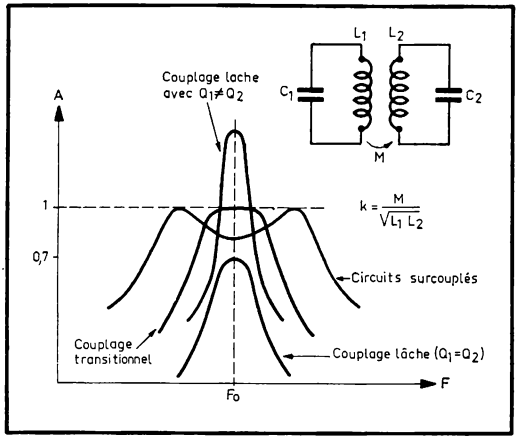


Fig. 19-13. — Selon la valeur du coefficient de couplage **k**, la courbe de réponse de deux circuits couplés affecte diverses formes.

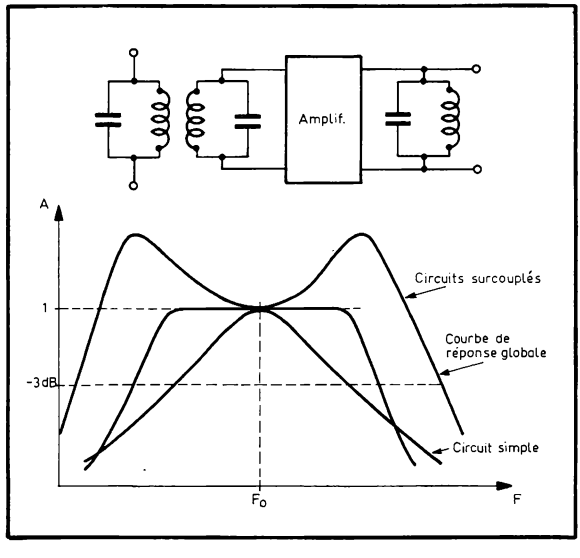


Fig. 19-14. — L'utilisation de circuits surcouplés et celle de circuits simples ou de circuits au couplage lâche permet d'obtenir une courbe de réponse large qui peut convenir pour un amplificateur F.I. vision.

mais celle des seconds, sans être très difficile, est longue. Nous n'en exposerons ici que les lignes principales et nous suivrons, pas à pas, la méthode exposée par M. A. BENSASSON dans son ouvrage *Analyse et Synthèse des amplificateurs haute fréquence* (*Société des Editions Radio*). Les lecteurs intéressés par de plus amples développements pourront s'y reporter avec profit.

Pour commencer, il est nécessaire de faire un peu de théorie et de montrer comment, à partir d'un diagramme des pôles, on trace une courbe de réponse et comment évolue cette courbe lorsqu'on fait varier tel ou tel paramètre. Dans l'exemple numérique terminant ce paragraphe nous passerons au problème pratique : à partir d'une courbe de réponse, qui est toujours imposée, déterminer le diagramme et calculer les constantes des circuits.

Prenons le circuit de la figure 19-15*a*, dont tous les lecteurs connaissent la structure et les principales propriétés. Nous allons l'analyser ici selon la méthode des pôles et des zéros.

On se souvient qu'un pôle est une racine de l'équation se trouvant au dénominateur de la fonction Z (*p*) (*cf.* chap. 17, § 4). Lorsque le dénominateur s'annule Z (*p*) devient infinie. L'emplacement d'un pôle, dans le plan complexe, permet de déterminer la variation de Z (*p*). On se souvient également qu'on trouve, en fait, deux pôles mais qu'on ne tient compte que d'un seul, l'autre étant très éloigné.

Avec la figure 19-15, nous sommes en présence de deux circuits A et B. Ces deux circuits sont couplés par une induction mutuelle $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, où k est le coefficient de couplage. Ces deux circuits réagissent l'un sur l'autre et cette interaction est d'autant plus grande que le couplage est plus serré (autrement dit, que k est plus grand). Tout se passe comme si le rapprochement de B désaccordait A et inversement.

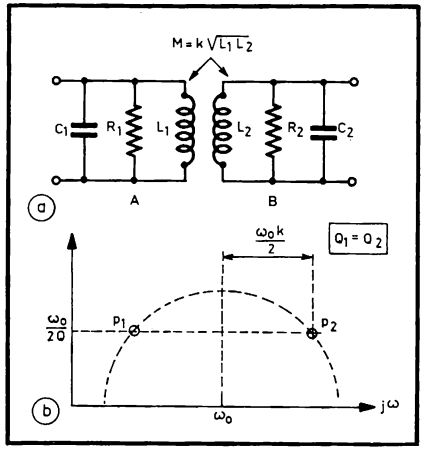


Fig. 19-15. — Les pôles d'un quadripôle constitué par deux circuits couplés à Q égaux (a) sont répartis sur un demi-cercle et leur position est fonction de la valeur de k et de Q.

Chacun de ces circuits pris isolément possède un pôle propre donné par la relation :

$$p = -\frac{1}{2\,RC} + j\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{(2\,RC)^2}}.$$

Nous n'inscrivons pas d'indice dans cette relation puisqu'elle est valable aussi bien pour A que pour B. Nous trouvons ainsi deux pôles, p_{11} pour A et p_{22} pour B, les circuits étant pris isolément.

Lorsqu'il y a couplage entre A et B, nous avons affaire à un nouveau circuit dont l'impédance est liée aux impédances propres des deux circuits pris isolément. Cette nouvelle impédance possède, elle aussi, deux pôles, qui sont liés à p_{11} et à p_{22}. Ces deux pôles sont rapprochés l'un de l'autre, de

sorte qu'il faut tenir compte des deux. Dans le cas très fréquent de deux circuits identiques, les pôles sont donnés par la relation

$$p_1 \text{ ou } p_2 = \frac{f_o}{2\,Q} + j\left(f_o \pm \frac{f_o\,k}{2}\right).$$

L'impédance globale — qu'on appelle impédance de transfert — est donnée par la relation

$$Z_t = \frac{k\,j\,\omega_o}{4\,\sqrt{C_1 . C_2}} \times \frac{1}{(p - p_1)\,(p - p_2)}.$$

La figure 19-15*b* montre l'emplacement des pôles dans le plan complexe. Deux cas importants doivent être considérés selon que les coefficients de surtension des circuits sont identiques ou non, autrement dit, selon que les amortissements sont identiques ou non. Auparavant, nous devons nous souvenir qu'il existe deux valeurs caractéristiques de couplage :

k_t : *couplage transitionnel,* qui correspond à une courbe à sommet plat (on dit transitionnel, car il constitue une transition entre la courbe à une bosse et celle à deux bosses) ;

k_c : *couplage critique,* qui correspond au *maximum d'énergie transmise au secondaire.*

a. — *Cas où* $Q_1 = Q_2$: Si les deux circuits sont accordés sur la même fréquence (encore une fois, les deux circuits pris isolément), le couplage transitionnel correspond au couplage critique. Lorsqu'on fait varier le couplage, les pôles se déplacent horizontalement. Pour un couplage lâche ($k < k_t$), les deux pôles p_1 et p_2 sont rapprochés; on obtient une courbe à une seule bosse. Pour un couplage serré (circuits surcouplés, $k > k_t$), les pôles s'écartent symétriquement de part et d'autre de f_o et on obtient une courbe à deux bosses. La figure 19-13 montre les courbes de réponse obtenues.

Si l'on fait varier, en même temps, les coefficients de surtension, les pôles se déplacent verticalement. La bande passante se rétrécit et il apparaît des bosses, ou, au contraire, elle s'élargit et s'aplanit, selon la variation de Q. La figure 19-16 montre la façon dont les choses se passent.

On peut trouver très rapidement cinq points de la courbe de réponse de la façon suivante. Ayant déterminé l'emplacement des deux pôles dans le plan complexe, on trouve l'emplacement des sommets de la courbe en traçant depuis le point O de la figure 19-16 un demi-cercle de rayon Op_1 ou Op_2. L'intersection de ce cercle et de l'axe des imaginaires ($j\,\omega$) donne l'emplacement des sommets, c'est-à-dire les fréquences (ou les pulsations) pour lesquelles l'amplitude relative de la courbe de réponse est maximale, dans le cas des circuits surcouplés. Si le demi-cercle est tangent à l'axe des $j\,\omega$ (au point ω_o) la courbe a un seul sommet et l'amplitude relative est maximale; nous sommes au couplage transitionnel. Si le demi-cercle ne coupe pas l'axe des imaginaires nous sommes au couplage lâche (un seul sommet) et l'amplitude relative diminue.

On peut trouver deux autres points, délimitant la bande passante à — 3 dB ($A_r = 0{,}707$). A partir du point A de la figure 19-16 (intersection du demi-cercle Op_1 et de la verticale ω_o), on trace un demi-cercle de rayon Ap_1 ou Ap_2. Ce demi-cercle coupe l'axe des imaginaires en deux points dont la distance est B. Ils indiquent l'emplacement des points de la courbe à — 3 dB.

Enfin, on peut construire le point donnant la fréquence correspondant au maximum de creux dans le cas de circuits surcouplés. On mesure les longueurs p_1C et p_2C et on fait le produit. Cette mesure correspond à l'amplitude maximale de la courbe de réponse (on dit aussi, improprement d'ailleurs,

gain maximal). On mesure ensuite les longueurs $\omega_0 p_1$ et $\omega_0 p_2$ et on fait encore une fois le produit. On obtient ainsi l'amplitude à ω_0. Il suffit maintenant de diviser le premier produit obtenu par le second pour trouver l'amplitude relative.

On dispose donc de cinq points de la courbe qui permettent de la « dégrossir ». Pour plus de précision, on peut calculer d'autres points, comme on l'a fait pour l'amplitude relative du creux. On fixe un point ω sur l'axe $j\omega$, on mesure $p_1\omega$ et $p_2\omega$, et on fait le produit par lequel on divise le produit obtenu pour l'amplitude maximale. On obtient ainsi deux nouveaux points de la courbe, car celle-ci est symétrique tant que le rapport f_0/B est supérieur à 1,5 (erreur de 5 % environ).

On peut montrer — mais nous l'admettrons par souci de concision — que l'amplitude relative à la fréquence centrale est donnée par la relation

$$A_r = \frac{k\,Q}{1 + (k\,Q)^2}.$$

Lorsque $k\,Q = 1$, le gain est maximal et, par conséquent, $k_c = 1/Q$ correspond au couplage critique et, comme nous l'avons déjà dit, également au couplage transitionnel dans le cas où $Q_1 = Q_2$. De part et d'autre de ces couplages, le « gain » diminue. Les circuits à Q égaux ne sont donc intéressants que lorsqu'on se trouve au couplage transitionnel.

Nous avons fait varier le couplage et les coefficients de surtension; il nous reste à faire varier les fréquences, c'est-à-dire à désaccorder les circuits, k et Q restant constants. L'expression des pôles propre à chaque circuit devient différente, de sorte que l'expression des pôles de l'ensemble est plus compliquée. On notera simplement que la bande passante devient plus étroite, *mais qu'elle reste symétrique.*

b. — *Cas où* $Q_1 \neq Q_2$: Les circuits étant différents, les relations deviennent plus complexes. Si l'on introduit un paramètre r tel que $r = Q_1/Q_2$ (*) on peut faire un parallèle entre les circuits à Q égaux et ceux à Q différents. En effet, l'expression donnant les pôles devient

$$p_1 \text{ ou } p_2 = \frac{f_0}{4\,Q_2}\left(\frac{r+1}{r}\right) + j\left[f_0 \pm \sqrt{\left(\frac{f_0\,k}{2}\right)^2 - \left[\frac{f_0}{4\,Q_2}\left(\frac{r-1}{r}\right)\right]^2}\right].$$

On remarque que le premier terme de cette expression est multiplié par rapport à l'expression précédente par un facteur $\frac{1}{2}\left(1 + \frac{1}{r}\right)$ qui ne peut être compris qu'entre 0,5 et 1 ($r \to \infty$ ou $r = 1$). Le premier terme correspond à l'amortissement du circuit; on voit que si un des coefficients de surtension varie, l'amortissement global du circuit diminue.

A la limite, si $Q_1 \to \infty$ (en fait, si $Q_1 \gg Q_2$), le facteur d'amortissement est $f_0/4\,Q_2$.

C'est le cas d'un circuit amorti d'un seul côté. On conçoit intuitivement que, puisque le facteur d'amortissement diminue, le gain augmente par rapport à celui de deux circuits à Q égaux, qui seraient en dehors du couplage transitionnel. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet.

L'écart entre les pôles est diminué d'une quantité d'autant plus grande que r est plus grand. A la limite, si $Q_1 \to \infty$, l'écart entre les deux pôles est égal à

(*) On considère $Q_1 > Q_2$, mais cela peut être l'inverse, évidemment. Le raisonnement reste identique; il suffit d'intervertir Q_1 et Q_2.

$$2\sqrt{\left(\frac{f_o\,k}{2}\right)^2-\left(\frac{f_o}{4\,Q_2}\right)^2}.$$

L'emplacement des pôles étant trouvé, le tracé de la courbe de réponse s'effectue de la même façon que pour la courbe dont il a été question plus

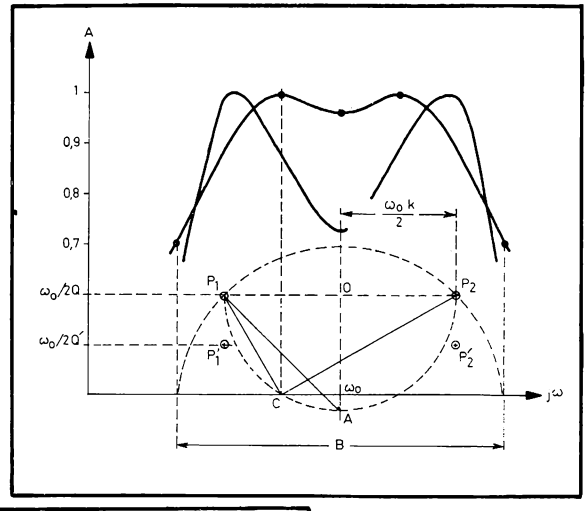


Fig. 19-16. — L'emplacement des pôles dans le plan complexe permet de tracer aisément la courbe de réponse de circuits couplés. Ici nous avons tracé une courbe à partir des cinq points caractéristiques du diagramme. Puis nous avons diminué le coefficient de surtension de sorte que les pôles sont descendus verticalement. On obtient alors une nouvelle courbe de réponse faisant apparaître un creux (nous n'avons pas représenté les tracés, dans ce dernier cas, afin de ne pas alourdir le dessin).

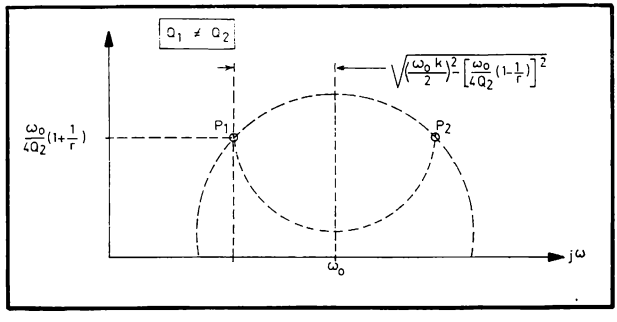


Fig. 19-17. — Diagramme des pôles de deux circuits couplés à Q différents. L'emplacement des pôles est fonction du coefficient de couplage et du rapport des coefficients de surtension.

haut (fig. 19-17). Ici encore nous nous contenterons de donner l'expression du « gain » à la fréquence centrale :

$$A_r = \frac{k\sqrt{Q_1 Q_2}}{1 + k^2 Q_1 Q_2}.$$

Ce gain est maximal pour $k\sqrt{Q_1 Q_2} = 1$, ce qui correspond par définition au couplage critique, d'où le coefficient de couplage critique

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}}.$$

Quant au couplage transitionnel, il est donné (on le démontre, mais nous l'admettrons) par

$$k_t = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q_1^2}+\frac{1}{Q_2^2}\right)}.$$

Le rapport k/k_t est très important, car il indique si l'on se trouve au-dessus ou au-dessous du couplage transitionnel. La simple connaissance de ce rapport permet de savoir immédiatement si la courbe possède un sommet ou deux bosses distinctes. Nous aurons l'occasion d'y revenir dans l'exemple numérique.

La figure 19-18 montre trois courbes de réponse avec $r = 5$ et divers rapports k/k_t. L'amplitude relative qui ne peut dépasser 1, en aucun cas, lorsque $Q_1 = Q_2$, atteint ici le niveau 1,18 à peu près. Lorsque le couplage est supérieur au couplage transitionnel (circuits surcouplés), la courbe de réponse s'élargit, mais les bosses n'atteignent pas l'amplitude relative 1.

Plusieurs remarques intéressantes peuvent être faites avec ces circuits :

a. — Si r s'accroît, l'écart entre le couplage critique et le couplage transitionnel s'accroît également; l'amplitude relative maximale augmente, elle aussi, et la sélectivité devient meilleure;

b. — Si les deux circuits sont désaccordés, la courbe devient dissymétrique et cette dissymétrie est fonction des rapports Q_1/Q_2 et f_1/f_2;

c. — Si $Q_1 \to \infty$, et si l'on maintient k constant tout en faisant varier Q_2, la pente des courbes augmente en même temps que Q_2, mais en faisant l'inverse (Q_2 constant; k variable) on constate que la pente reste constante et que la courbe s'élargit (fig. 19-19 *a* et *b*).

Toutes ces remarques confirment celles que nous avions faites intuitivement lors de l'exposé sur les amplificateurs à bandes décalées (*cf.* § 3-2). Cela est d'ailleurs normal : les variations de Q représentent des variations d'amortissement (les pôles se déplacent verticalement) et les variations de k correspondent à des variations de fréquence (interaction des circuits couplés représentés par des déplacements horizontaux des pôles).

L'étude des circuits de structure plus complexe (fig. 19-20) que celle des circuits couplés par mutuelle s'effectue de la façon suivante. On court-circuite le secondaire et on calcule l'impédance du nouveau réseau ainsi constitué. On obtient ainsi le pôle p_{11} du primaire. Puis on court-circuite le primaire et on calcule l'impédance du réseau qui permettra de connaître le pôle p_{22} du secondaire. Remarquons que, par souci de simplification, on calcule l'impédance dans le cas d'un circuit en T, et les admittances Y (inverses de l'impédance Z) dans le cas d'un filtre en π. Les pôles p_{11} et p_{22} permettent, enfin, de déterminer les pôles p_1 et p_2 de l'ensemble du réseau

$$p_1 \text{ ou } p_2 = \frac{p_{11} + p_{22}}{2} \pm j\sqrt{\left(\frac{\omega_0 k}{2}\right)^2 - \left(\frac{p_{11} - p_{22}}{2}\right)^2},$$

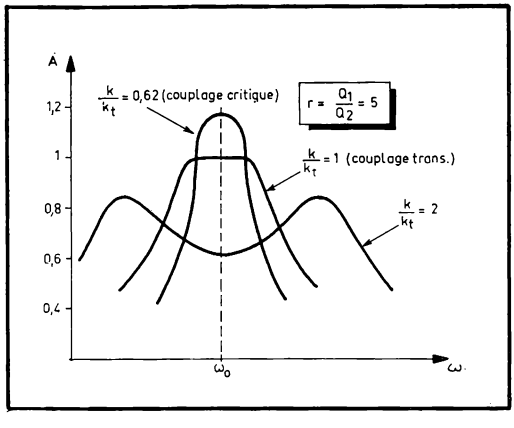


Fig. 19-18. — Dans le cas de circuits à Q différents, le couplage transitionnel ne correspond pas au couplage critique.

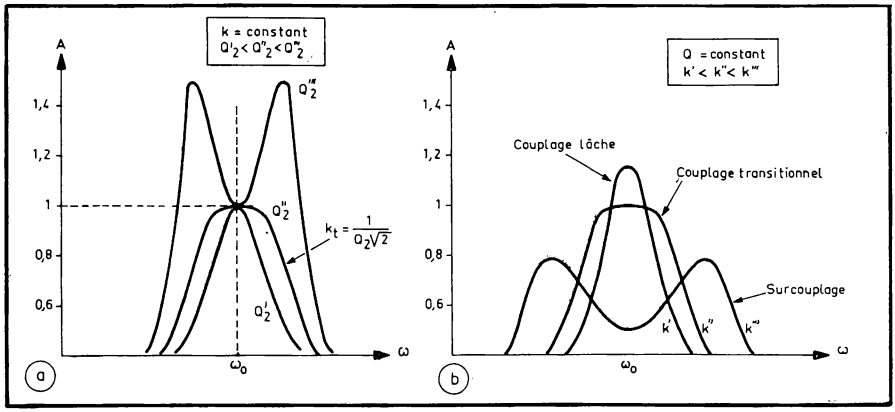


Fig. 19-19, ci-dessus. — Courbes obtenues en faisant varier l'amortissement des circuits avec **k** constant (**a**) et en faisant varier **k** avec Q constant (**b**).

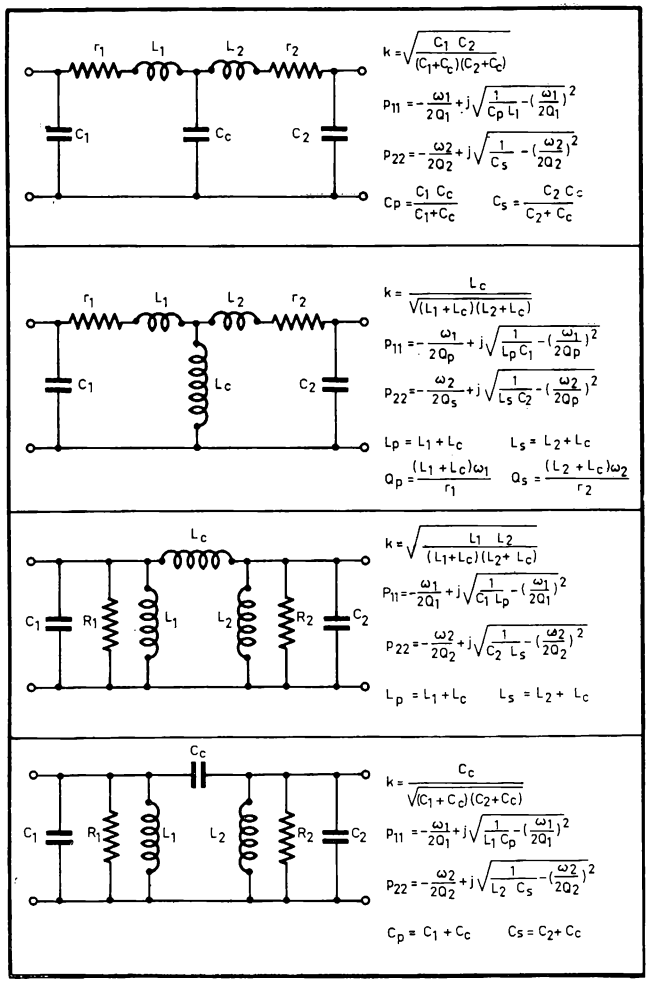


Fig. 19-20, ci-contre. — Quelques exemples de circuits couplés et les équations qui les régissent.

expression qui se simplifie considérablement dans le cas de circuits identiques.

Dans la figure 19-20, nous avons groupé quelques-uns des principaux circuits que l'on rencontre dans la pratique et nous y avons indiqué les équations des pôles et des couplages. Une des caractéristiques remarquables de ces circuits est qu'un seul pôle se déplace lorsqu'on fait varier le couplage : pour les circuits en T, c'est le pôle à la plus basse fréquence; pour les circuits en π, c'est le pôle à la plus haute fréquence. Ainsi, selon le mode de couplage, on peut favoriser l'une ou l'autre partie de la bande.

Les circuits que nous avons étudiés peuvent être divisés en trois groupes d'après leur distribution de pôles. En effet, on démontre que, suivant cette distribution, on a affaire :

a. — A des diagrammes qui fournissent la plus grande largeur de bande, mais dont le temps de transmission varie constamment. Les pôles sont alors répartis le long d'un demi-cercle. On dit que ce sont des filtres de BUTTERWORTH, du nom de l'auteur qui les a analysés;

b. — A des diagrammes dont les pôles sont répartis sur une ellipse (*) (filtres de THOMSON). Cette distribution est caractérisée par un temps de transmission constant dans toute la bande, mais par une bande plus étroite;

c. — A des diagrammes qui sont un moyen terme entre ces deux distributions. Ce sont ceux que l'on utilise en télévision.

Ces trois grandes classes sont caractérisées par un coefficient m variant de 0 (filtres de BUTTERWORTH) à 1 (filtres de THOMSON). Afin de faciliter les calculs, des tableaux ont été dressés, donnant les coefficients d'amortissement et les coefficients d'écart par rapport à la fréquence centrale. Nous les reproduisons pour trois valeurs de m, dont $m = 0{,}4$ qui est une valeur extrêmement courante en télévision, car elle constitue un bon compromis entre les deux distributions extrêmes.

Le coefficient B_r de ce tableau — que nous avons emprunté à l'ouvrage de M. A. BENSASSON — indique la réduction de bande par rapport à une distribution en demi-cercle.

Par exemple, si la bande passante demandée est de 6 MHz et que l'amplificateur comporte trois circuits de liaison, le calcul doit se faire pour une bande $6/0{,}87 = 6{,}9$ MHz, si l'on choisit $m = 0{,}4$, et $6/0{,}71 = 8{,}5$ MHz si l'on prend $m = 1$.

Les coefficients d'amortissement et les coefficients donnant l'écart des pôles permettent de connaître immédiatement l'emplacement des pôles. Conservons notre exemple de trois circuits avec la même bande et $m = 0{,}4$. Le coefficient d'amortissement est

$$\alpha = 0{,}97 \times \frac{B}{2} = 0{,}97 \times \frac{6{,}9}{2} = 3{,}35 \text{ MHz},$$

pour le pôle central, et

$$\alpha = 0{,}602 \times \frac{B}{2} = 0{,}602 \times \frac{6{,}9}{2} = 2 \text{ MHz}$$

pour les deux autres pôles. Le pôle central est sur la fréquence centrale; les autres sont répartis autour de celle-ci avec un écart de

$$\Delta f = \pm 0{,}813 \times \frac{B}{2} = 0{,}813 \times \frac{6{,}9}{2} = 2{,}8 \text{ MHz}.$$

(*) Les constructions que nous avons effectuées précédemment restent valables. Les pôles décrivent une ellipse lorsqu'on fait varier les amortissements et les couplages.

Le diagramme des pôles est celui de la figure 19-21. On a ainsi résolu le vrai problème pratique, qui consiste à déterminer le diagramme des pôles à partir d'une courbe de réponse donnée.

Nbre circuits	m = 0		m = 0,4			m = 1		
	Ecart	Amort.	Ecart.	Amort.	B_r	Ecart	Amort.	B_r
2	± 0,707	0,707	± 0,63	0,78	0,9	± 0,5	0,86	0,78
3	0 ± 0,866	1 0,5	0 ± 0,813	0,97 0,602	0,87	0 ± 0,711	0,94 0,745	0,71
4	± 0,923 ± 0,382	0,382 0,923	± 0,896 ± 0,337	0,493 0,917	0,85	± 0,83 ± 0,270	0,657 0,904	0,67
5	0 ± 0,58 ± 0,95	1 0,8 0,31	0 ± 0,53 ± 0,94	0,97 0,83 0,42	0,82	0 ± 0,44 ± 0,9	0,92 0,85 0,59	0,63

Nous allons voir maintenant, à l'aide d'un exemple numérique simple, comment on calcule les constantes d'un circuit dont on connaît le diagramme des pôles.

Exemple numérique

Soit à calculer les constantes d'un réseau dont la bande passante, centrée sur $f_o = 36$ MHz, doit être de 9 MHz (à — 3 dB). Cette bande passante doit être telle que le sommet soit aussi plat que possible et le temps de transmission aussi constant que possible. Nous savons, d'autre part, que ce réseau

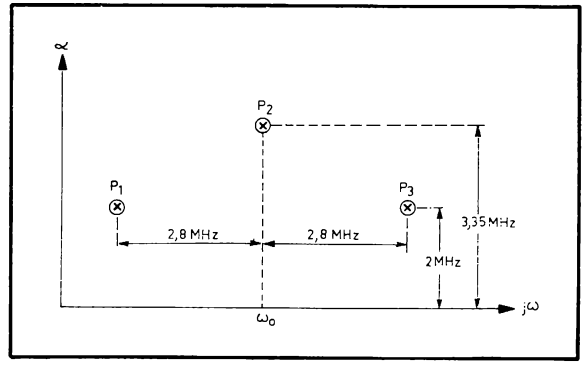


Fig. 19-21. — Emplacement des pôles dans le plan complexe pour une bande passante de 6 MHz résultant d'un compromis entre largeur de bande et constante du temps de transmission.

est connecté, à sa sortie, à une résistance de 2 kΩ avec une capacité de 2 pF en parallèle. Ces données sont celles d'un circuit de liaison F.I. connecté à un étage détecteur.

On demande de tracer la courbe de réponse, et de « matérialiser » ce circuit.

Nous allons d'abord déterminer l'emplacement des pôles. Pour un bon compromis entre le sommet plat et le temps de transmission constant, il faut adopter $m = 0,4$, ainsi que nous l'avons dit précédemment. La bande pas-

sante sera réduite dans un rapport 0,9, de sorte que l'on doit calculer le circuit pour une bande égale à 9/0,9 = 10 MHz. On cherche dans le tableau la valeur des coefficients d'amortissement et celle des écarts par rapport à la fréquence centrale. On trouve respectivement 0,78 et ± 0,63. On calcule l'emplacement des pôles pour la bande de 10 MHz :

$$\alpha = 0{,}78 \times \frac{10}{2} = 3{,}9 \text{ MHz}$$

et

$$\Delta f = 0{,}6 \times \frac{10}{2} = 3{,}15 \text{ MHz}.$$

Le rapport entre la demi-distance des pôles et le coefficient d'amortissement donne le rapport

$$\frac{k}{k_t} = \frac{3{,}15}{3{,}9} = 0{,}8.$$

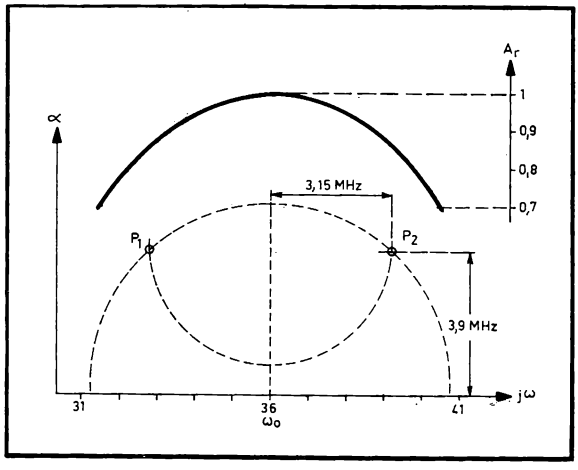


Fig. 19-22. — Emplacement des pôles pour une bande de 9 MHz avec **m** = 0,4 et courbe de réponse obtenue.

Le couplage doit être légèrement lâche. La courbe a un seul sommet, ainsi que le confirme d'ailleurs le diagramme des pôles de la figure 19-22 (demi-cercle n'interceptant pas l'axe des imaginaires). Nous essayerons évidemment d'obtenir le maximum de gain (l'énoncé du problème ne le demande pas, mais cela va de soi).

L'amplitude relative, à la fréquence centrale, pour un réseau composé de circuits identiques est

$$A_r = \frac{k\,Q}{1 + (k\,Q)^2}.$$

Au couplage transitionnel, on a $k_t\,Q = 1$, de sorte que $Q = 1/k_t$. En remplaçant Q par sa valeur, on a

$$A_r = \frac{k/k_t}{1 + (k/k_t)^2} = \frac{0{,}8}{1 + 0{,}64} = 0{,}49,$$

c'est-à-dire, en fin de compte, une perte de « gain » non négligeable. Nous

prendrons des circuits dont les coefficients de surtension ne sont pas identiques. Il faut donc trouver le coefficient $r = Q_1/Q_2$ pour lequel le gain est maximal. On a vu que, pour deux circuits couplés à Q différents, l'amplification relative était maximale pour le couplage $k_c \sqrt{Q_1 Q_2} = 1$. La courbe

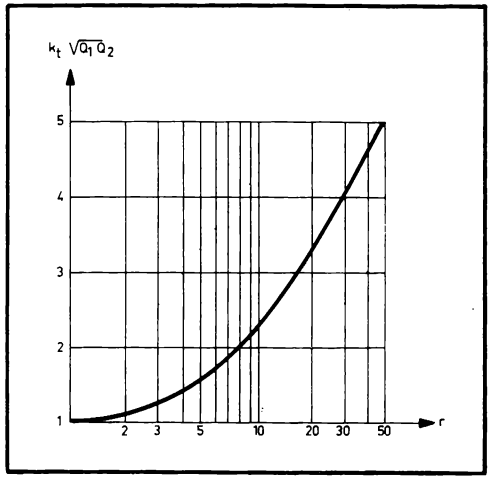


Fig. 19-23. — Courbe donnant la valeur du rapport des coefficients de surtension en fonction du couplage des circuits.

de la figure 19-23 donne r en fonction de $k_t \sqrt{Q_1 Q_2}$, et on obtient cette courbe en exprimant la relation du couplage transitionnel en fonction de r, que l'on peut trouver pour le couplage critique. Le rapport k/k_t trouvé précédemment est 0,8; pour être au couplage critique, il faut que le rapport k_c/k_t ait la même valeur, d'où $k_t \sqrt{Q_1 Q_2} = 1/0{,}8$, soit 1,25. La courbe de la figure 19-23 nous indique que r est alors approximativement égal à 3, d'où $Q_1 = 3\,Q_2$. Nous pouvons calculer maintenant Q_2 grâce au facteur d'amortissement

$$\alpha = \frac{f_o}{4\,Q_2} \cdot \frac{r+1}{r} = 3{,}9 \text{ MHz},$$

d'où

$$Q_2 = \frac{f_o}{4\,\alpha} \cdot \frac{r+1}{r} = 3{,}1$$

et aussi

$$Q_1 = 3 \times 3{,}1 = 9{,}3.$$

Il s'agit ici des *coefficients de surtension en charge*, et pour calculer les constantes du circuit il faut tenir compte des impédances introduites par les éléments actifs. Nous savons que le circuit de sortie est amorti par une résistance de 2 kΩ et une capacité de 2 pF. Nous pouvons d'autre part estimer la capacité parasite de câblage à 5 pF. Afin de rendre le circuit peu sensible à la dispersion de caractéristiques, nous prévoyons d'ajouter à toutes ces capacités une capacité matérielle de 5 pF. Ainsi la capacité totale est connue $C_2 = 5 + 5 + 2 = 12$ pF.

Nous pouvons alors calculer l'inductance d'accord par la relation classique :

$$L_2 = \frac{1}{C_2\,\omega_o^2} \# 1{,}6\ \mu\text{H},$$

et, enfin, la résistance totale d'amortissement

$$R = \frac{Q_2}{C_2 \omega_0} = \frac{3{,}1}{12.10^{-12} \times 6{,}28 \times 36.10^6} \# 1120\ \Omega.$$

Cette valeur représente la résistance équivalente d'un réseau parallèle et comprend la résistance apportée par l'étage suivant et une résistance matérielle R_m telle que

$$R_m = \frac{R_d.R}{R_d - R} = \frac{2000 \times 1120}{2000 - 1120} \# 2500\ \Omega,$$

soit 2,7 kΩ, valeur pratique.

Le calcul du primaire se fait à partir de Q_1. La capacité n'étant pas imposée nous avons toute latitude pour la choisir : disons 20 pF, arbitrairement. Il vient

$$R_1 = \frac{Q_1}{C_1 \omega_0} \# 2000\ \Omega \quad \text{et} \quad L_1 \# 1\ \mu H.$$

Enfin, cela nous permet de calculer le couplage

$$k = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = 0{,}122.$$

Nous avons ainsi complètement déterminé le circuit. En ce qui concerne la réalisation pratique, il faudra tenir compte des amortissements supplémentaires introduits, par exemple par le blindage, de l'augmentation des coefficients de self-induction due aux noyaux magnétiques des mandrins employés, etc.

4. — Séparation des voies F.I. vision et son

L'écart entre les porteuses son et vision est de 11,15 MHz en 819 lignes, de 6,5 MHz en 625 lignes français et de 5,5 MHz en C.C.I.R. On pourrait croire qu'il est d'autant plus simple de séparer les voies son et image que cet écart est plus grand. Cela est vrai lorsque l'on utilise des circuits décalés, car la fréquence d'accord du premier circuit est alors éloignée de la F.I. son, et ce circuit participe lui-même à l'atténuation des signaux son. Mais il n'en est rien, comme le montrent les gabarits que nous avons précédemment indiqués (*cf.* fig. 19-7), dans le cas où l'on utilise des circuits surcouplés. En effet, on remarque que la courbe de réponse doit tomber rapidement du côté de la porteuse son, sans pour autant atténuer les fréquences les plus élevées du spectre F.I. vision. On conçoit qu'il est difficile d'obtenir une telle chute — on atténue le son de plus de 50 dB — avec des filtres de bande ou des circuits accordés dont les courbes de réponse sont naturellement symétriques. La pente du côté de la porteuse vision devant être nécessairement douce, il s'ensuit qu'elle le sera également du côté de la porteuse son.

On procède donc de la façon suivante : les circuits de liaison de l'amplificateur F.I. vision sont calculés en vue d'obtenir une courbe de réponse correctement centrée du côté de la porteuse correspondante. L'atténuation de la F.I. son est confiée à des circuits auxiliaires, appelés « réjecteurs », qui « pompent », en quelque sorte, l'énergie excédentaire du côté de la por-

teuse son. La figure 19-24 montre l'action d'un tel réjecteur sur une courbe symétrique.

La structure d'un réjecteur peut affecter diverses formes qu'il est possible de classer en deux groupes principaux : circuit résonnant série écoulant vers la masse l'énergie excédentaire; circuit bouchon couplé, le plus souvent inductivement, avec les filtres de liaison. Dans les deux cas, les circuits sont accordés sur la F.I. son, soit 39,2 MHz.

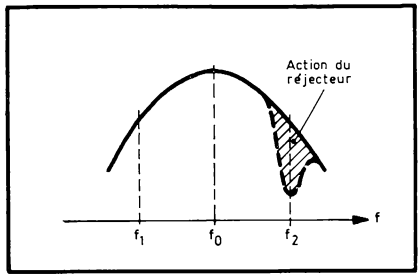


Fig. 19-24. — Action, sur une courbe de réponse, d'un circuit réjecteur accordé sur f_2.

Deux cas sont maintenant à envisager : récupération des signaux son de façon à les transmettre vers l'amplificateur F.I. son, atténuation des résidus du son dans l'amplificateur F.I. vision.

4-1. — *RECUPÉRATION DES SIGNAUX SON*

Que l'on prélève les informations du son avant ou après le premier amplificateur F.I., les schémas sont équivalents, mais on a tendance, de plus en plus, à séparer les voies vision et son avant le premier amplificateur F.I. On procède ainsi pour éviter les risques d'intermodulation (ou transmodulation) qui pourraient devenir difficiles à combattre par la suite, les signaux ayant acquis une grande amplitude.

La figure 19-25 montre quelques schémas de prélèvement de la F.I. son. Les éléments actifs n'y sont pas représentés, car ils peuvent être des tubes, des transistors *p-n-p* ou *n-p-n*, ou des circuits intégrés.

Dans la figure *a*, le circuit L_1-C_1 est accordé sur une fréquence f_1 inférieure à celle de la F.I. son; le circuit L_2-C_2 sur 39,2 MHz. La séparation vision et son, à ce stade, est d'autant plus facile que l'écart entre f_1 et F.I. son est plus grand, ce qui est le cas lorsqu'on utilise des circuits décalés dans un amplificateur F.I. vision. Cela se conçoit aisément puisque le premier filtre de bande (ici L_1-C_1) participe lui aussi à l'atténuation de la porteuse son.

Le schéma de la figure *b* représente une seconde façon de prélever le son. L'ensemble L-C_2 est accordé sur une fréquence f_1 et L_3-C_3 sur la F.I. son (39,2 MHz), de façon à absorber les signaux son et les transmettre à l'étage suivant.

En *c*, le circuit L_2-C_2 prélève sur L_1 la F.I. son, par l'intermédiaire de deux boucles réunies par un morceau de câble coaxial ou par deux fils torsadés. Ce schéma est intéressant lorsque les amplificateurs F.I. son et vision sont éloignés l'un de l'autre.

Enfin, en *d*, on voit un quatrième procédé assez analogue d'ailleurs à celui représenté en *a*. Le son est prélevé ici par l'intermédiaire du circuit série L_2-C_2.

Quel que soit le schéma adopté, deux caractéristiques sont communes à tous ces circuits : la fréquence de résonance du circuit de prélèvement du son doit être égale à celle de la F.I. son. De plus, le coefficient de surtension du circuit doit être aussi élevé que possible pour récupérer le maximum d'énergie. Il se présente une petite difficulté en ce qui concerne ce dernier point. On sait qu'un circuit de bonne qualité (Q élevé) couplé « serré » avec un autre circuit fortement amorti s'en trouve lui-même amorti. On doit donc rechercher des artifices de couplage qui permettent de réduire cette influence néfaste. Les circuits *c* et *d* de la figure sont des exemples de couplage « indirect » dans lesquels l'amortissement des circuits prélevant les signaux son est moindre que celui des figures *a* et *b*.

4-2. — *RÉJECTION DU SON DANS L'AMPLIFICATEUR F.I. VISION*

Les schémas sont les mêmes que ceux indiqués précédemment, à ceci près que les signaux « soutirés » sont ici écoulés vers la masse. Les mêmes problèmes se posent en ce qui concerne les couplages, les circuits F.I. de liaison étant amortis comme on l'a vu. En général, on prévoit trois ou quatre réjecteurs, les plus efficaces devant être évidemment les premiers. Nous verrons dans le paragraphe réservé à la description des réalisations pratiques comment sont implantés ces réjecteurs.

On rencontre quelquefois, dans un amplificateur F.I. vision, un type de réjecteur un peu particulier, utilisant le principe de contre-réaction sélective. La figure 19-26 montre l'implantation d'un tel réjecteur dans le circuit d'émetteur d'un transistor. A la fréquence de résonance du circuit, l'impédance de ce circuit devient théoriquement infinie, de sorte que le courant de collecteur est coupé. En fait, il est seulement beaucoup plus faible que le courant aux fréquences supérieures ou inférieures à la résonance. Ici également le réjecteur est calculé pour avoir le meilleur coefficient de surtension possible et une fréquence de résonance égale à 39,2 MHz.

Nous savons que dans le cas de la réception utilisant le procédé interporteuse nous devons atténuer les signaux son beaucoup moins que dans le cas où le son est transmis en modulation d'amplitude. L'atténuation du son doit être de l'ordre de 20 à 26 dB au maximum. En outre, il faut que la courbe de réponse forme une sorte de palier dont la largeur doit être inférieure à l'excursion maximale de fréquence.

Les réjecteurs son seront alors calculés.

a. — Pour une atténuation relativement faible (réjecteur amorti) ;

b. — Pour une fréquence ne correspondant pas à la F.I. son.

Ce dernier point mérite quelques explications. Si on atténue la F.I. son avec un circuit accordé sur celle-ci on provoque, dans la courbe de réponse, un creux d'autant plus profond et raide que le circuit a un plus grand coefficient de surtension (fig. 19-27*a*). C'est le procédé de réjection classique que nous avons étudié plus haut.

En utilisant deux circuits amortis décalés par rapport à la fréquence intermédiaire son on obtient le résultat de la figure 19-27*b*, les deux circuits étant accordés sur F_{r1} et F_{r2}. Ils ont la même structure de principe que ceux étudiés précédemment. Nous reviendrons ultérieurement sur l'utilité de la forme en palier de la courbe de réponse (*cf.* chap. 28, § 2).

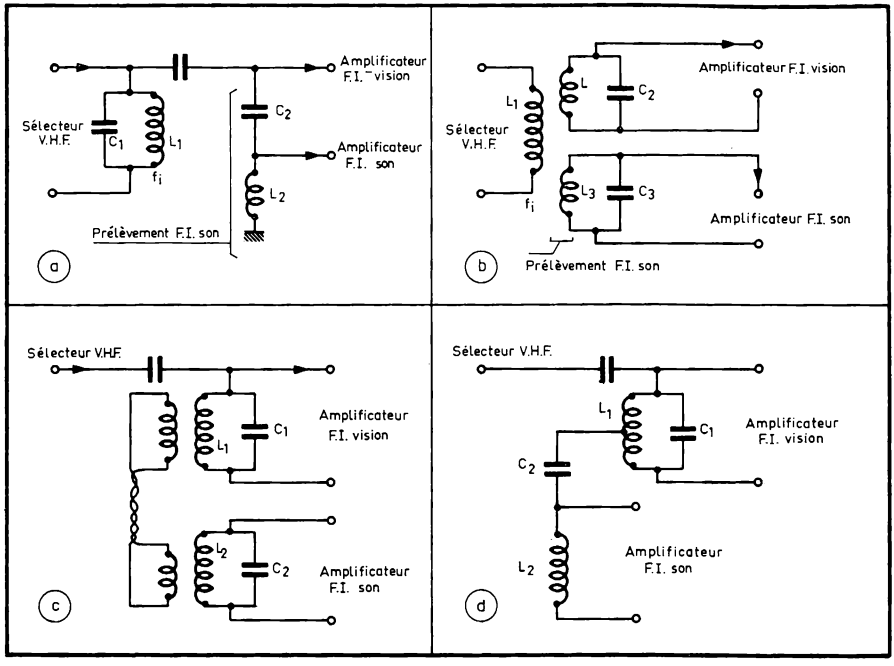


Fig. 19-25. — Quelques circuits illustrant la façon de prélever la F.I. son à l'entrée de l'amplificateur F.I. vision.

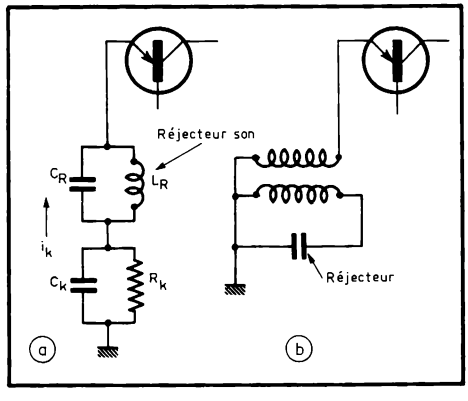


Fig. 19-26. — Exemples de réjection du son par contre-réaction sélective.

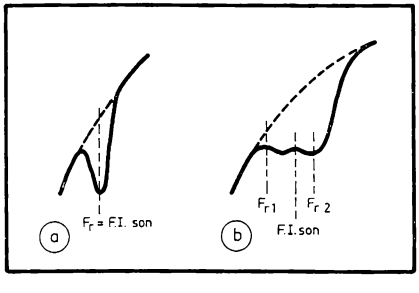


Fig. 19-27. — En **a**, action d'un réjecteur accordé sur la F.I. son, et, en **b**, action de deux réjecteurs accordés sur des fréquences différentes.

4-3. — *CIRCUIT RÉDUCTEUR DE BANDE*

Ce circuit est connecté généralement entre la sortie U.H.F. et le premier amplificateur F.I. qui, dans la plupart des cas, est constitué par l'étage mélangeur du sélecteur V.H.F. (*cf.* chap. 18, § 3-3), et il a, en fait, une double fonction :

a. — Il centre la F.I. vision (32,7 MHz) sur le flanc de Nyquist;

b. — Il « réjecte » le son du canal adjacent situé sur 31,2 MHz.

Prenons un exemple numérique simple. Soit le canal 31 (porteuse vision 551,25 MHz et porteuse son 557,75 MHz), dont l'oscillateur local fonctionne sur 557,65 — 39,2 = 518,55 MHz. Si l'on reçoit, en même temps, le canal 30, dont la porteuse son est à 549,75 MHz, on recevra le son de ce canal sur 549,75 — 518,55 = 31,2 MHz, c'est-à-dire en plein milieu de la bande F.I. vision de l'amplificateur. Il n'est pas nécessaire, cependant, d'avoir une réjection aussi énergique que celle utilisée dans un amplificateur F.I. proprement dit, puisque la couverture du territoire est faite de telle sorte que l'on ne peut pas, théoriquement, recevoir simultanément deux canaux voisins.

Un tel réducteur est un filtre de bande dont la commutation s'effectue, actuellement, le plus souvent par diodes, ainsi qu'on l'a vu dans les réalisations pratiques du chapitre 18.

En U.H.F. on fait appel, en fait, à un étage amplificateur F.I. supplémentaire, constitué par le mélangeur V.H.F., et cela demande quelques mots d'explication. Le réjecteur 31,2 MHz et le circuit formeur de bande lui-même provoquent des pertes dites d'insertion. Il en résulte que les signaux F.I., issus du sélecteur U.H.F., doivent être plus amplifiés que ceux issus du rotacteur V.H.F., d'où la disposition particulière que nous connaissons.

5. — Réalisation des amplificateurs F.I.

Nous ne pouvons donner ici que des indications sommaires sur le calcul et la réalisation pratique d'un amplificateur F.I., mais nous pensons qu'elles seront utiles et pourront servir de « guide » pour tout futur technicien.

Les données théoriques...

Le problème se présente, en gros, comme suit : connaissant la bande passante ou, plus précisément, le gabarit de la bande, les impédances d'entrée et de sortie (qui sont le plus souvent imposées) et le gain minimal, calculer le nombre d'étages, les constantes des circuits, montrer que l'amplificateur réalisé répond aux conditions imposées (autrement dit, donner sa courbe de réponse et son gain) et indiquer, enfin, la méthode de réglage.

Le problème ainsi posé a un nombre de solutions qui n'est pratiquement limité que par l'imagination du technicien chargé de la réalisation d'un tel amplificateur. De plus, on dispose en général d'autres données, telles que type des tubes ou des transistors à employer.

... et les problèmes pratiques

Quoi qu'il en soit, le premier calcul est celui du nombre d'étages nécessaires, et nous avons vu comment on procédait au paragraphe 3-1. On connaît ainsi le nombre de circuits et par suite le nombre de pôles, dont il faut déterminer l'emplacement en fonction de la courbe de réponse désirée. Si

le nombre des circuits est élevé, cinq par exemple (soit quatre étages), le nombre des pôles est élevé (dix dans ce cas). On groupe alors ces pôles par paires, de façon à simplifier le diagramme. Dans notre exemple, nous avons cinq paires de pôles dont on doit maintenant calculer les emplacements. On le fera à l'aide des coefficients du tableau donné précédemment, pour $m = 0{,}4$ s'il s'agit d'un amplificateur F.I. pour la télévision. Ayant déterminé les pôles, on calcule ensuite, pour chacun deux, les circuits de la façon indiquée dans l'exemple numérique.

Les modes de couplage seront choisis de manière à « rationaliser » les réglages, autrement dit à les rendre indépendants les uns des autres. On a vu que, suivant le mode de couplage, on pouvait favoriser tel ou tel côté de la courbe de réponse. D'autre part, on s'efforce de rendre les circuits identiques pour en faciliter la réalisation industrielle. Enfin, lorsqu'on le peut, on choisit des constantes — notamment pour les capacités — telles qu'elles soient plus grandes que les éléments parasites.

Par exemple, si la capacité nominale de sortie d'un transistor est de 2,5 pF on prendra — ou on s'efforcera de choisir — une capacité matérielle d'accord pour le circuit de charge égale à une dizaine de picofarads ou même plus. La dispersion des caractéristiques, qui est importante pour les transistors, aura ainsi une influence moindre et les réglages seront plus aisés. Mais en dépit de toutes les précautions prises, le remplacement d'un transistor par un autre du même type se traduira presque toujours par une détérioration notable de la courbe de réponse. C'est là un des inconvénients des transistors, dont la dispersion de caractéristiques est encore importante.

Comme nous l'avons déjà dit, on doit tenir compte dans le calcul des circuits de l'influence des éléments actifs. Ainsi, dans notre exemple numérique nous avons tenu compte de l'amortissement de la détection pour le calcul de la résistance d'amortissement. Or, les transistors ont des caractéristiques qui évoluent suivant le point de fonctionnement. Les constructeurs recommandent généralement un point de fonctionnement (par exemple, courant de collecteur 3 mA et tension émetteur-collecteur 10 V) tel que les caractéristiques restent relativement constantes autour de ce point. On s'efforcera, par conséquent, de suivre les conseils du constructeur de transistors utilisés. On tient compte ainsi des influences des éléments actifs sur les circuits, et il nous reste à calculer, selon les méthodes classiques, les éléments de polarisation, de compensation en température, etc.

Le problème de la stabilité

Enfin, il faudra étudier la stabilité de l'amplificateur et prévoir les éléments de neutrodynage. L'instabilité peut être due à deux causes principales :

a. — *Couplages parasites* entre les circuits d'entrée et de sortie par l'intermédiaire du châssis, par exemple. Ces couplages sont relativement simples à éliminer (avec un peu de pratique et beaucoup de patience), en prévoyant des découplages efficaces (*) et des bobines d'arrêt H.F. dans les connexions d'alimentation;

b. — *Capacité de réaction interne* C_{ie} de l'ordre d'une fraction de picofarad (0,6 à 0,7 pF) qui couple la sortie et l'entrée d'un transistor. La figure 19-28*a* montre le schéma équivalent d'un transistor sous sa forme

(*) Un condensateur de découplage trop important peut être une cause de couplage parasite en raison de son propre coefficient de self-induction. La valeur «classique» est de 10 nF dans un amplificateur F.I.

admittance ($Y = 1/Z$). La capacité de réaction est représentée par $-Y_{12}$, et la relation qui l'exprime est

$$Y_{12} = \frac{1}{R_{12}} + j\,C_{12}\,\omega,$$

qu'il faut rendre nulle pour que l'étage soit parfaitement neutrodyné. Le schéma de la figure 19-28*a* devient alors celui de la figure 19-28*b*. On connaît les circuits de neutrodynage dont nous avons déjà parlé précédemment (*cf.* chap. 18, § 2-2), et on sait qu'il faut réinjecter une tension égale, mais déphasée de 180° pour compenser la réaction, ce qui se traduit par :

$$Y_u = Y_{12} = \frac{1}{R_{12}} + j\,C_{12}\,\omega = \frac{1}{R_u} + j\,C_u\,\omega,$$

où Y_u, R_u et C_u représentent les paramètres d'un circuit neutrodyné (« unilatéralisé »).

Si n est le rapport de transformation entre les enroulements du circuit couplé et du « déphaseur », nous avons

$$R_u = R_{12}/n \quad \text{et} \quad C_u = n\,C_{12}.$$

En pratique, on ne tient compte que de la capacité. On la choisit la plus faible possible, de façon que le rapport de transformation soit, lui aussi, faible; un grand rapport est irréalisable puisque les bobines des circuits comportent peu de spires.

Le problème de la C.A.G.

Les problèmes soulevés par l'application d'une C.A.G. doivent être pris en considération ici aussi, et avec d'autant plus de précautions que la commande n'est pas retardée comme dans les étages V.H.F. A vrai dire, le problème n'est pas encore bien résolu, puisque si l'on modifie le point de fonctionnement d'un transistor, ses caractéristiques d'entrée et de sortie varient dans des proportions non négligeables.

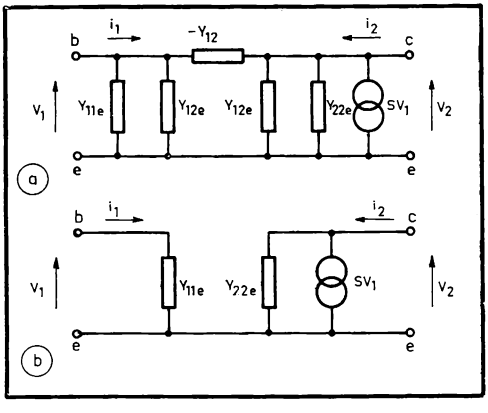


Fig. 19-28. — Schéma équivalent d'un transistor montrant la réaction interne (**a**) ; lorsqu'un dispositif de neutrodynage est mis en service, le schéma est celui représenté en **b**.

Pour tourner la difficulté certains constructeurs sont allés jusqu'à équiper l'amplificateur F.I. d'un tube sur lequel on applique les tensions de C.A.G. C'est une solution sans doute efficace, mais quelque peu surprenante.

Une solution plus élégante, mais plus critique et plus difficile à mettre au point, est celle où l'on compense les variations des caractéristiques des

transistors par des variations parallèles des circuits de liaison. Par exemple, lorsque I_c diminue, les résistances d'entrée et de sortie du transistor augmentent. Les amortissements des circuits d'entrée et de sortie vont donc diminuer. Si l'on fait en sorte que les pôles de ces circuits soient les plus éloignés l'un de l'autre, la courbe globale de réponse peut conserver sa forme primitive (à l'amplitude près). Tout l'art du technicien sera de parvenir à rendre ces différentes variations simultanées et équivalentes, ce qui n'est pas facile, car les rapports de ces variations sont différents.

Il faut donc admettre une certaine déformation de la courbe de réponse. Qu'on se rassure : la qualité de l'image — qui est le vrai critère — ne souffre pas trop de cette déformation, la pratique étant beaucoup plus tolérante que la pure théorie.

6-1. — *AMPLIFICATEUR F.I. A TRANSISTORS*

L'amplificateur dont le schéma est celui de la figure 19-29 a été réalisé, il y a quelques années, par les Laboratoires d'Applications de *La Radiotechnique*. On en était au tout début de la télévision à transistors, mais dès cette époque les principales difficultés étaient déjà bien surmontées, puisque

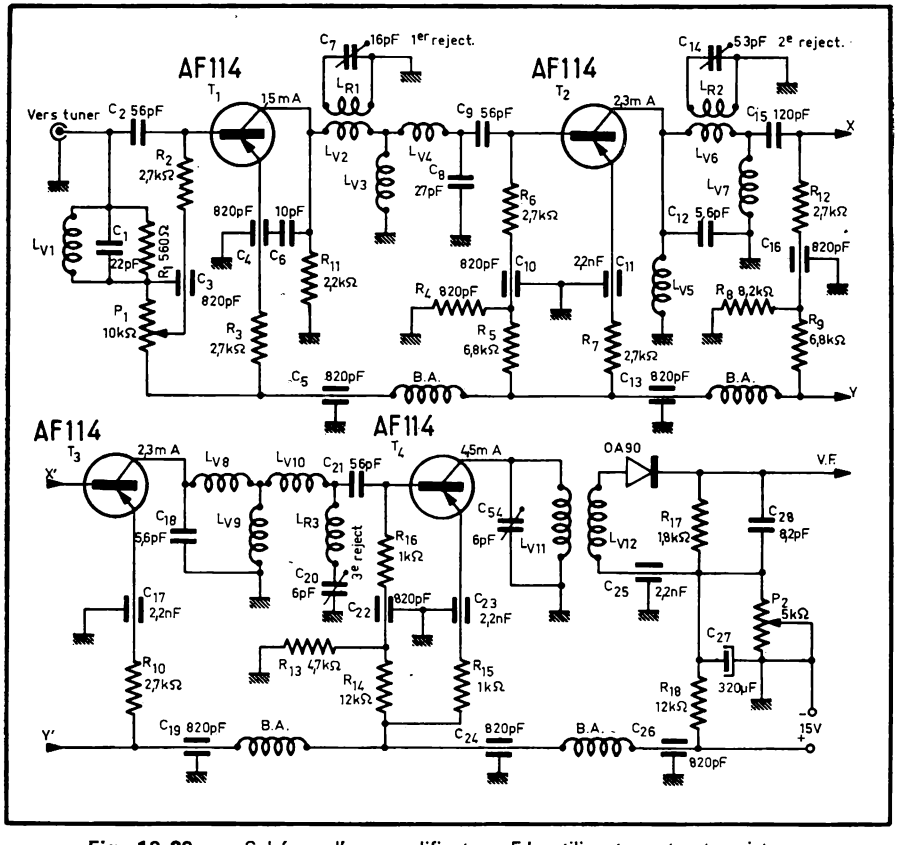


Fig. 19-29. — Schéma d'un amplificateur F.I. utilisant quatre transistors.

ce schéma reste très « actuel ». On doit reconnaître, cependant, que les amplificateurs « modernes » n'utilisent que trois transistors pour un même gain. Cette économie est due à l'amélioration des performances des dispositifs à semi-conducteurs et non à de nouvelles structures.

Les quatre étages fournissent un gain de près de 70 dB — soit une amplification de 3000 environ — comparable à celui des amplificateurs à tubes. Les quatre transistors sont montés en émetteur commun. Les courants de collecteur vont croissant : 1,5 mA pour T_1; 2,3 mA pour T_2 et T_3; 4,5 mA pour T_4. La polarisation de T_1 est rendue variable par P_1 (10 kΩ), ce qui permet d'ajuster le gain de l'étage d'entrée. A noter qu'aucun dispositif de C.A.G. n'était prévu, par souci de simplification, mais il est évidemment possible de remplacer le réglage manuel du gain par un dispositif automatique. Les précautions prises à l'égard des variations de température sont importantes (ponts diviseurs dans les circuits de base, notamment), ce qui se justifie, car les AF 114 sont des transistors au germanium.

Le circuit de liaison sélecteur-amplificateur F.I. est un simple circuit-bouchon accordé, mais à très large bande, car il est fortement amorti (résistance de 560 Ω à ses bornes, en parallèle sur la résistance d'entrée relativement faible du transistor). Les autres circuits de liaison sont des filtres de bande à inductance de couplage (L_{v3} à L_{v9}).

Les réjecteurs sont au nombre de trois; les deux premiers sont des circuits-bouchons couplés magnétiquement aux filtres de liaison; le troisième est un circuit résonnant série, qui écoule vers la masse les informations résiduelles du son.

Le dernier circuit de liaison est un simple circuit accordé couplé magnétiquement avec la diode détectrice OA 90. Le pont diviseur constitué par R_{13}-P_2 est le circuit de polarisation de l'étage suivant la détection.

On peut remarquer que de grandes précautions ont été prises contre les accrochages : chaque étage est alimenté à travers une bobine d'arrêt H.F.; des condensateurs de découplage sont prévus dans tous les circuits d'émetteur et de base.

En ce qui concerne la bande passante, on peut noter qu'elle s'étend de 28 à 38 MHz, à — 6 dB, et qu'elle est « plate » au sommet entre 30 et 37 MHz. L'atténuation de la porteuse son est supérieure à 40 dB (rapport en tension de 100).

CHAPITRE 20

DÉTECTION VIDÉO ET CIRCUITS DE CORRECTION

Nous avons séparé le son de l'image, dans l'amplificateur F.I. vision, et convenablement amplifié les signaux. La porteuse à fréquence intermédiaire devient maintenant inutile et seule nous intéresse l'enveloppe de modulation. Nous allons l'extraire grâce à l'étage détecteur qui est suivi, tout comme l'amplificateur vidéo que nous étudierons dans le prochain chapitre, de réseaux de correction que nous analyserons également ici.

1. — La détection

Au chapitre précédent, nous avons dit que l'amplification F.I. devait être importante, afin que les signaux fournis à l'étage détecteur soient d'amplitude élevée, de l'ordre d'un à plusieurs volts. Cette nécessité est due au fait que la détection de faibles signaux introduit des distorsions inacceptables, comme nous allons le montrer rapidement, un peu plus loin.

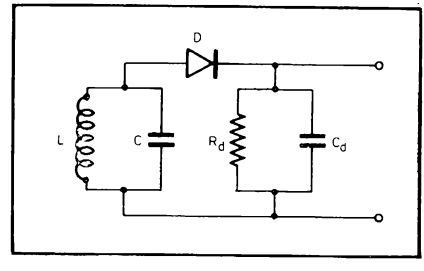


Fig. 20-1. — La détection est effectuée par une diode attaquée au moyen d'un circuit LC, accordé sur la F.I., et suivi par une cellule passe-bas R_d-C_d.

Il existe de nombreux types de détecteurs, mais le plus courant est celui qui fait appel à une diode, et c'est lui que nous analyserons en détail.

Le schéma classique d'un tel détecteur est représenté dans la figure 20-1. Suivant le sens de branchement de la diode, la détection est dite positive ou négative. En radio-électricité, ce sens ne présente aucune importance, mais en télévision il faut en tenir compte. Ce point particulier sera analysé dans le chapitre réservé à l'amplificateur vidéo (*cf.* chap. 21, § 2-1). Les problèmes étant identiques dans les deux modes de détection, nous ne parlerons, dans ce qui suit, que de la détection positive.

1-1. — *DÉTECTION DE FAIBLES SIGNAUX*

La partie intéressante de la courbe d'une diode attaquée par de faibles signaux est reproduite dans la figure 20-2. Elle est assimilable à une fonction parabolique d'équation $i = k.v^{3/2}$, où i est le courant dû au signal incident v.

Si la tension fournie par le circuit accordé du dernier étage F.I. est de la forme

$$v = V_0 (1 + \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

en supposant que la tension de modulation est sinusoïdale et de pulsation Ω, l'expression mathématique du courant redressé s'obtient en portant la valeur v dans l'équation de la parabole. En développant cette expression on pourrait voir que la distorsion est importante et qu'elle est due à l'harmonique 2, plus particulièrement.

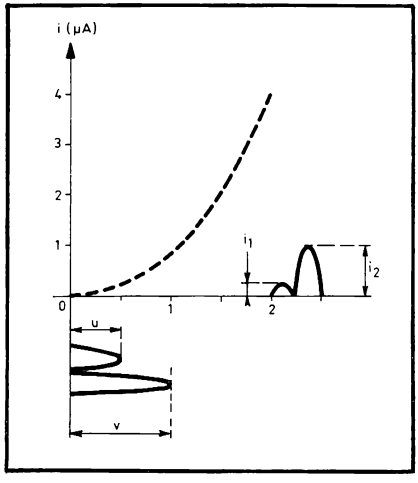


Fig. 20-2. — La première partie de la caractéristique d'une diode étant assimilable à une portion de parabole, il se produit des distorsions lorsque des signaux faibles attaquent la diode de détection.

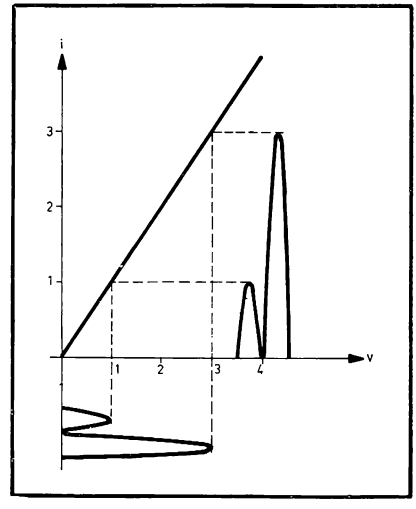


Fig. 20-3. — Lorsque la caractéristique **i = f (v)** d'un étage détecteur est idéalement linéaire, il ne se produit pas de distorsion (**note** : dans ce dessin, l'abscisse n'est pas à la même échelle que l'ordonnée).

On peut d'ailleurs « matérialiser » la distorsion, comme le montre la figure 20-2. Supposons que la diode soit attaquée par un signal de faible amplitude (de l'ordre de quelques millivolts). La partie intéressante de la courbe est parabolique (*), ce qui veut dire que le courant augmente comme le carré de la tension. Un signal d'amplitude v donne lieu à un courant $i_1 = k.v^2$, soit $i_1 = 0{,}25$ μA avec les valeurs de la figure, tandis qu'un signal d'amplitude $u = 2\ v$ donne lieu à un courant $i_2 = 1$ μA, de sorte que le rapport $i_1/i_2 = 0{,}25$, alors que le rapport $u/v = 0{,}5$. Les courants détectés

(*) Par souci de simplification, nous prenons une parabole d'équation $i = k.v^2$ au lieu de $i = k.v^{3/2}$.

produisent aux bornes de la résistance de détection des tensions qui leur sont directement proportionnelles, et l'on retrouve des rapports de tensions égaux aux rapports des courants. En appelant u' et v' les tensions recueillies aux bornes de la résistance de détection, on a $u'/v' = 0{,}25$, au lieu de $u/v = 0{,}5$. En d'autres termes, pendant que le signal à détecter passe du simple au double, la tension détectée varie dans le rapport 4.

1-2. — *DÉTECTION DES SIGNAUX FORTS*

A mesure que l'amplitude de la tension appliquée à une diode augmente, sa caractéristique devient de plus en plus rectiligne, ce qui signifie que le courant de détection est alors de la forme $i_d = k.v$. Il y a, bien entendu, une limite qu'il ne faut pas dépasser et qui est fixée par le seuil de saturation de la diode.

Les rapports des courants de détection sont maintenant égaux aux rapports des tensions d'attaque, comme le montre la figure 20-3, dans laquelle la caractéristique est idéalement rectiligne. A vrai dire, il existe toujours une légère distorsion, étant donné que la caractéristique est, au départ, parabolique. Mais il est bien évident que cette distorsion devient d'autant plus faible que les signaux d'attaque sont d'amplitude plus élevée. En effet, la partie parabolique de la caractéristique a moins d'influence à mesure que l'amplitude des signaux augmente, puisqu'elle est limitée aux faibles valeurs de v. Pratiquement la caractéristique peut être considérée comme linéaire à partir de 0,5 V environ.

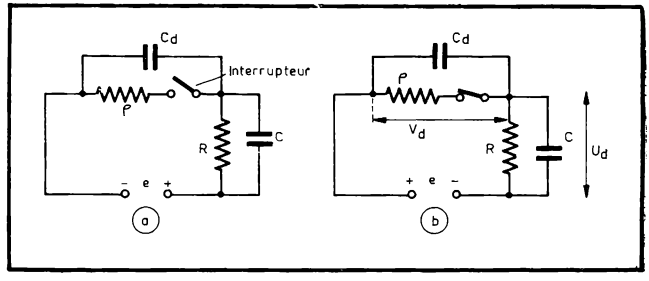


Fig. 20-4. — Schéma équivalent d'une diode non-conductrice (**a**) et d'une diode conductrice (**b**).

L'étude rigoureuse du fonctionnement d'un étage détecteur est très complexe en dépit de la simplicité du circuit. En dehors du fait que la caractéristique n'est pas parfaitement linéaire, le courant de détection ne s'annule pas complètement pour les valeurs négatives des signaux d'attaque, et plus particulièrement lorsqu'il s'agit des diodes à semi-conducteurs, ce qui complique d'autant l'étude du montage. Aussi préférons-nous analyser le fonctionnement d'un détecteur en étudiant l'influence de chacun de ses composants.

1-2-1. — *Influence de la diode*

Une diode, lorsqu'elle fait partie d'un circuit, peut être assimilée à une résistance ρ qui représente sa résistance propre, en série avec un interrupteur, fermé pour les alternances positives et ouvert pour les négatives (cas de la détection positive), l'ensemble étant shunté, de surcroît, par une capacité C_d (capacité propre de la diode). Le schéma équivalent ainsi défini est représenté dans la figure 20-4.

Il est clair que la tension recueillie aux bornes de la résistance de détection R est d'autant plus grande que la résistance interne ρ de la diode est plus faible, mais malheureusement ρ n'est pas une constante. Nous pouvons écrire, en valeurs instantanées, lorsque l'interrupteur est fermé :

$$e = v_d + u_d.$$

Dans cette relation, $v_d = \rho . i$ et $u_d = R . i$, d'où

$$i = \frac{e}{\rho + R}.$$

Le courant détecté est fonction de la tension d'attaque e, de ρ et de R. Mais ρ est également fonction du courant détecté, de sorte que l'on ne connaît pas *a priori* la résistance interne de la diode. Tout ce que l'on peut dire, c'est que la résistance R doit être grande par rapport à ρ, pour que le rendement (rapport entre la tension détectée et la tension d'attaque) soit satisfaisant.

La capacité C_d doit être beaucoup plus faible que celle du condensateur de détection, avec lequel elle forme un pont diviseur. L'impédance de C_d doit être grande à la fréquence des signaux F.I., afin que la tension développée à ses bornes soit maximale. La capacité de C_d est de l'ordre de 1 à 3 pF, et on ne peut évidemment pas la diminuer pour un type donné de diode. Il faut, par conséquent, augmenter C.

Quant à la diode elle-même, il est évident que sa caractéristique doit être rectiligne et présenter un coude aussi réduit que possible.

1-2-2. — *Influence de C*

La valeur minimale de la capacité de C nous est déjà imposée par celle de la diode, car il faut que cette capacité soit une dizaine de fois plus grande que C_d. Il serait même souhaitable d'aller encore plus loin dans ce sens, mais d'autres considérations s'y opposent.

Nous pouvons considérer, en première approximation, que la tension détectée est composée de deux signaux de fréquences différentes : un signal à la fréquence intermédiaire, dû à la porteuse; un signal constituant celui de modulation. Le condensateur C doit se comporter, à l'égard du premier, comme un véritable court-circuit; en d'autres termes, son impédance doit être très faible par rapport à R. Sa capacité doit donc être grande, ce qui répond à la condition imposée par C_d.

Malheureusement, ce même condensateur C doit présenter une impédance élevée, toujours par rapport à R, à l'égard du signal de modulation. Or, pour le 819 lignes, la fréquence supérieure de ce signal est de l'ordre d'une dizaine de mégahertz. La fréquence inférieure du signal F.I. est d'une trentaine de mégahertz (et même moins). Le rapport des fréquences est donc inférieur à trois. Il apparaît déjà des difficultés peu conciliables.

1-2-3. — *Influence de R*

La résistance de détection doit être grande pour que le rendement soit satisfaisant, et grande par rapport à l'impédance de C, pour les signaux F.I. Mais elle doit être faible, toujours par rapport à l'impédance de C, pour les signaux de modulation. Si nous calculons l'impédance d'un condensateur de 10 pF (valeur assez courante) à la fréquence de 8 MHz, nous la trouvons égale à environ 2 kΩ. A la fréquence de 30 MHz, cette impédance devient de l'ordre de 500 Ω. Il faudrait donc que R soit, à la fois, beaucoup plus petit que 2 kΩ et beaucoup plus grand que 500 Ω. L'impossibilité d'une solution « idéale » devient maintenant manifeste.

L'étage détecteur devant répondre à des conditions aussi contradictoires, on est obligé de trouver quelques compromis.

Pour commencer, nous serons moins exigeants en ce qui concerne le rendement de l'étage détecteur. Alors qu'avec un récepteur de radiodiffusion, un rendement de 90 % est chose courante, nous nous contenterons de 50 % avec un récepteur de télévision. Cela permet de conserver une valeur de R de l'ordre de 2 kΩ et d'augmenter celle de C.

Ensuite, nous admettrons une certaine atténuation des fréquences les plus élevées du signal de modulation, mais cette concession ne peut être admise qu'à la condition que la qualité de l'image ne soit pas sacrifiée. L'étage détecteur est donc suivi d'un certain nombre de réseaux correcteurs plus ou moins complexes dont il sera question plus loin.

Il convient de souligner que nous nous sommes placés dans le cas le plus difficile de détection. Les valeurs courantes de R, qui sont de 2000 à 3000 Ω en 819 lignes (bande de 10 MHz), se situent vers 3000 à 6000 Ω pour les normes dont les bandes sont comprises entre 4 et 6 MHz.

1-3. — *AMORTISSEMENT DÛ A L'ÉTAGE DÉTECTEUR*

Nous avons admis, au chapitre précédent, que l'étage détecteur apportait un amortissement de 2 kΩ et une capacité d'environ 2 pF au circuit qui le précédait. Nous pouvons maintenant justifier cette affirmation.

Le circuit accordé de sortie F.I. alimente deux condensateurs en série : celui constitué par la capacité de la diode et le condensateur de détection. Pratiquement, il suffit de ne tenir compte que de la capacité de la diode, car la capacité équivalente du circuit de détection est égale à

$$C_e = \frac{C_d \times C}{C_d + C},$$

avec $C_d \ll C$, d'où

$$C_e \# \frac{C_d \times C}{C} \# C_d.$$

La capacité propre d'une diode ne dépasse guère 2 pF, valeur courante.

Nous pouvons également considérer que *le circuit accordé fournit une puissance* égale à

$$W = e^2/R_a, \tag{1}$$

où R_a représente la résistance de l'étage détecteur *vue* du circuit accordé.

La tension aux bornes de la résistance de détection R est égale à $e\sqrt{2}$, puisque le condensateur de détection C se charge à la valeur maximale de la tension e (c'est ce que nous souhaitons, mais en réalité la tension est légèrement plus faible). Le courant qui circule à travers le circuit de détection est donc

$$i = \frac{e\sqrt{2}}{\rho + R}. \tag{2}$$

Le rendement, rapport de la tension détectée et de la tension d'attaque, s'exprime par

$$\eta = \frac{u_d}{e} = \frac{R\,i}{(R+\rho)\,i} = \frac{R}{R+\rho}. \tag{3}$$

L'étage détecteur absorbe donc une puissance égale à

$$W = i.e\sqrt{2}. \tag{4}$$

En exprimant i en fonction du rendement, c'est-à-dire en remplaçant dans (2) le dénominateur $(\rho + R)$ par sa valeur tirée de (3), et en portant la valeur trouvée dans la relation (4), nous pouvons écrire

$$W = \frac{2\,e^2\,\eta}{R} = \frac{e^2}{R_a},$$

d'où

$$R_a = R/2\,\eta.$$

La résistance de détection étant généralement de l'ordre de 2 kΩ, et le rendement ne dépassant guère 50 %, il est facile de calculer la résistance d'amortissement : nous trouvons environ 2 kΩ. Ces ordres de grandeur sont courants actuellement.

2. — Les réseaux de correction

Les réseaux correcteurs qui suivent l'étage de détection ont une importance capitale pour la bonne qualité de l'image. Un étage détecteur lui-même peut être assimilé à un filtre passe-bas, qui atténue les fréquences élevées du spectre vidéo. Tout ce que nous allons dire maintenant s'appliquera indifféremment à la détection ou à l'amplification vidéo, de sorte que l'entrée d'un circuit correcteur peut être constituée soit par la sortie de l'étage détecteur, soit par la sortie d'un étage d'amplification vidéo; la sortie d'un circuit correcteur pourra être soit l'entrée d'un étage amplificateur vidéo, soit la cathode du tube-images.

Le problème de la correction aux fréquences basses ne se pose guère avec l'étage de détection, mais on doit en tenir compte dans un étage d'amplification vidéo. Puisque nous en sommes aux corrections, nous en profiterons pour étudier celles qui sont nécessaires aux fréquences basses, de façon à avoir une vue d'ensemble.

Nous retrouverons ici les notions de gain, fréquence, temps de transmission relatifs, etc., que l'on a définis dans le chapitre 17 consacré à l'amplification en général, chapitre que l'on pourra relire avec profit avant de poursuivre l'étude des réseaux de correction.

2-1. — *CORRECTIONS AUX FRÉQUENCES ÉLEVÉES*

Pour « remonter » la courbe aux fréquences élevées, il suffit de connecter une inductance de valeur convenablement choisie qui s'oppose à l'influence de la capacité parasite. On va faire en sorte que les impédances de la capacité parasite et de la bobine évoluent en sens inverse sur une large gamme de fréquences. En fait, tout se passe comme si l'on ajoutait un pôle supplémentaire au montage primitif.

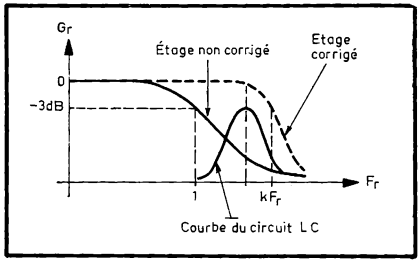


Fig. 20-5. — Pour accroître la bande passante du côté des fréquences les plus élevées, il suffit d'utiliser un circuit LC dont la courbe de réponse s'ajoutera à celle de l'étage détecteur ou vidéo.

La figure 20-5 montre trois courbes : l'une représente la réponse en fréquence de l'étage non corrigé (détecteur ou amplificateur vidéo); l'autre la réponse en fréquence d'un réseau LC; la troisième la réponse globale, qui se déduit des deux autres. La fréquence relative du montage non corrigé est multipliée par un facteur $k > 1$.

Suivant la position en fréquence et l'amplitude de la réponse du réseau LC, la courbe de réponse globale peut être très différente. La valeur de L par rapport à C et celle de l'amortissement du circuit correcteur sont deux caractéristiques importantes. D'autre part, l'inductance L peut être connectée en série avec la résistance de charge ou en parallèle sur cette dernière charge. On peut encore imaginer un circuit avec une inductance en série et une seconde en parallèle. Cela donne trois types possibles de circuits correcteurs que nous allons analyser successivement.

2-1-1. — *Correction parallèle ou shunt*

Le schéma de principe est donné dans la figure 20-6. La bobine L est connectée en série avec R et en parallèle avec C, capacité parasite. Ici R représente soit la résistance de détection, soit la résistance de charge d'un amplificateur vidéo, tandis que C est la capacité totale aux bornes du réseau LC. Elle comprend la capacité de sortie de l'étage aux bornes duquel ce réseau est connecté, et celle d'entrée de l'étage suivant, ainsi que la capacité de câblage.

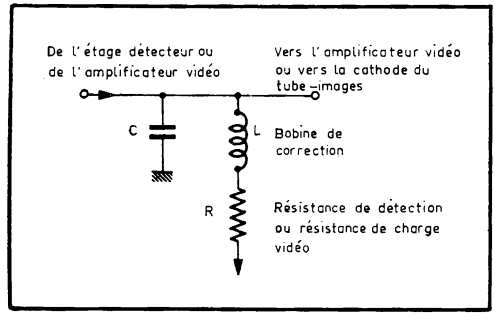


Fig. 20-6. — Schéma de la correction parallèle. L'inductance L est la bobine de correction que l'on ajoute à la sortie de l'étage détecteur ou vidéo. Elle doit constituer avec C, capacité parasite de sortie, un circuit oscillant dont la fréquence de résonance est supérieure à la fréquence de coupure de l'étage non-corrigé.

Le calcul de l'impédance ou de l'atténuation relative est long et fastidieux. On trouve finalement que l'atténuation relative est donnée par l'expression

$$A_r = \sqrt{\frac{1 + a^2 f_r^2}{(1 - a f_r^2)^2 + f_r^2}},$$

où f_r est la fréquence relative et a un coefficient égal au rapport $L/(R_2.C)$.

Lorsque la fréquence relative est égale à 1, et que le coefficient a est nul (c'est-à-dire si l'on a affaire à un système non corrigé), l'atténuation relative est de 0,707, soit — 3 dB par rapport à l'amplitude maximale à mi-bande, résultat conforme à celui trouvé lors de l'étude des amplificateurs (*cf.* chap. 17). Remarquons que l'on parle ici d'atténuation, puisque l'étage détecteur n'introduit pas d'amplification, mais on peut tout aussi bien parler d'amplification relative, sans que changent les résultats.

Faisons varier a entre 0 et 1. Nous constatons que l'atténuation relative diminue (le gain augmente, par conséquent) si f_r reste égal à 1. Par exemple,

pour $a = 0{,}5$, $A_r \# 1$ pour $f_r = 1$. Les courbes de la figure 20-7 montrent la variation de l'atténuation en fonction de la fréquence relative et de quelques valeurs de a. On voit que :

1. — Pour une même fréquence relative, l'amplification augmente à mesure que a augmente;

2. — Pour une même atténuation, la fréquence relative — donc la bande transmise — devient plus élevée si a augmente.

Mais on voit en outre que a ne doit pas dépasser une certaine valeur. En effet, il se produit un phénomène connu sous le nom de *dépassement*, ou encore sur-oscillation, dont la valeur $a = 1$ donne un exemple. Il importe que ce dépassement, qui accentue les contours de l'image, ne soit pas trop important. L'expérience ayant montré que l'image est de meilleure qualité artistique lorsqu'il existe un faible dépassement, on admet que celui-ci peut atteindre 5 %, ce qui correspond à $a = 0{,}5$.

La réponse en phase de l'étage compensé est donnée par la relation

$$\frac{\tau}{RC} = \frac{1}{f_r} \text{ arc tg } (1 - a + a^2 f_r^2).$$

Si on étudie la variation de cette fonction par rapport à f_r et a, on obtient les courbes de la figure 20-8. Pour certaines valeurs de a la réponse en phase est améliorée ($a = 0{,}41$ correspondant à une bonne « réponse »), mais elle devient très mauvaise pour les valeurs élevées de a. La courbe obtenue pour $a = 1$ montre d'ailleurs que le temps de transmission varie constamment, et dans des proportions inadmissibles pour certaines valeurs de f_r.

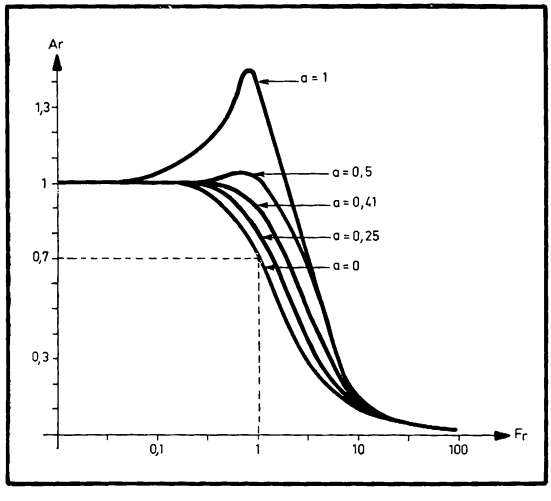


Fig. 20-7. — Variations de l'atténuation, ou de l'amplification relative, en fonction de diverses valeurs du coefficient a = L/R²C).

On peut déterminer la valeur optimale de a pour la meilleure réponse en phase d'une autre façon. On se souvient que le déphasage doit être proportionnel à la fréquence pour qu'il n'y ait pas de distorsion de phase (*cf.* chap. 17, § 2). La valeur optimale a sera donc celle qui conduit à une courbe se rapprochant d'une droite lorsque l'on trace la caractéristique $\varphi = f(f_r)$. La figure 20-9 montre que le meilleur résultat est obtenu pour $a = 0{,}32$.

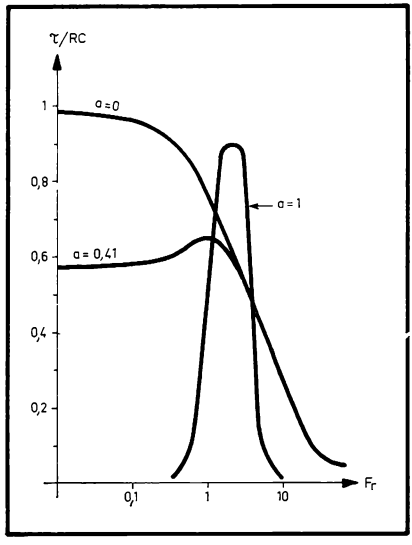


Fig. 20-8. — Variations du temps de transmission de phase pour diverses valeurs du coefficient **a**.

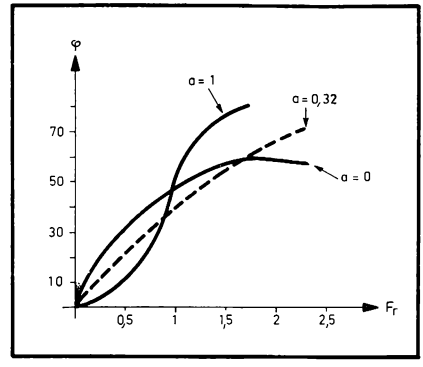


Fig. 20-9. — Pour qu'un étage ne produise pas de distorsion de phase, il faut que le déphasage des signaux augmente proportionnellement à leur fréquence. La valeur du coefficient **a**, qui correspond le mieux à cette nécessité, est **a** = 0,32.

Il n'y a pas concordance entre les valeurs de a donnant le gain optimal et la meilleure réponse en phase. On doit donc rechercher un compromis, qui se situe vers $a = 0{,}4$. En pratique, on prend $a = 0{,}5$, car, dans les calculs, on ne tient pas compte de la capacité répartie de la bobine. La fréquence de coupure est alors d'environ 1,8 f_r (voir fig. 20-7). Si l'étage a une bande passante de 5 MHz, cette bande deviendra de 5 × 1,8 = 9 MHz après correction. On voit que l'on obtient un élargissement très intéressant de la bande passante du côté des fréquences élevées.

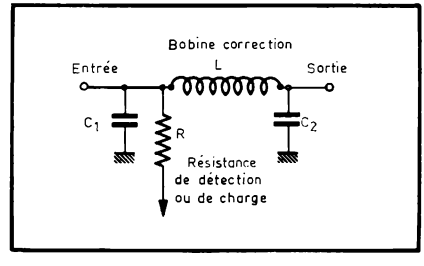


Fig. 20-10. — Schéma de la correction série.

Pour simplifier le calcul de L, nous avons dressé l'abaque I dans lequel nous avons adopté $a = 0{,}5$. Son utilisation est très simple. En général, on connaît R, et d'autre part la valeur de C est pratiquement imposée. Par exemple, si R est de 3 kΩ et que C est estimée à 20 pF, la valeur de L se détermine instantanément en traçant une verticale à partir du point C = 20, qui coupe la droite correspondant à 3000 Ω. On trouve L = 90 μH. Si la valeur de C était de 30 pF, il faudrait lire L = 136 μH en bas et à droite de l'abaque.

2-1-2. — *Correction série*

Le schéma de la correction série est celui de la figure 20-10. Ici encore les signaux appliqués à l'entrée peuvent provenir soit de l'étage détecteur, soit d'un étage vidéo. Les signaux de sortie seront appliqués soit à un étage vidéo, soit à la cathode du tube-images.

L'implantation d'une bobine L a pour effet de diviser en deux la capacité de sortie. On pourrait d'ailleurs assimiler L à une bobine d'arrêt H.F., dans le cas de la détection. Mais ce n'est pas véritablement son rôle, bien qu'elle conduise aux mêmes conséquences. En réalité, nous avons affaire ici à un circuit en π.

La capacité de sortie étant diminuée, l'atténuation relative est donc repoussée vers la droite, ce qui signifie que la fréquence de coupure augmente. D'autre part, les valeurs L et C_2 sont choisies (pour autant qu'on puisse « choisir » C_2) de façon que la fréquence de résonance de ce circuit soit supérieure à la fréquence de coupure précédente. La compensation ainsi réalisée est fonction du rapport $m = C_2/C_1$.

Les relations exprimant le gain relatif et le temps de transmission sont extrêmement complexes et peu « parlantes ». Nous utiliserons donc des courbes pour montrer comment évolue la correction en fonction des différents facteurs, c'est-à-dire

$$a_s = \frac{L}{R^2 C} \text{ (avec } C = C_1 + C_2\text{), et } m = \frac{C_2}{C_1}.$$

La figure 20-11 montre comment varie l'allure de la courbe de réponse lorsqu'on donne à a_s des valeurs croissantes supérieures à 0,5, le rapport m restant constant et égal à 2. En fait, puisque C_1 et C_2 restent constants, ainsi

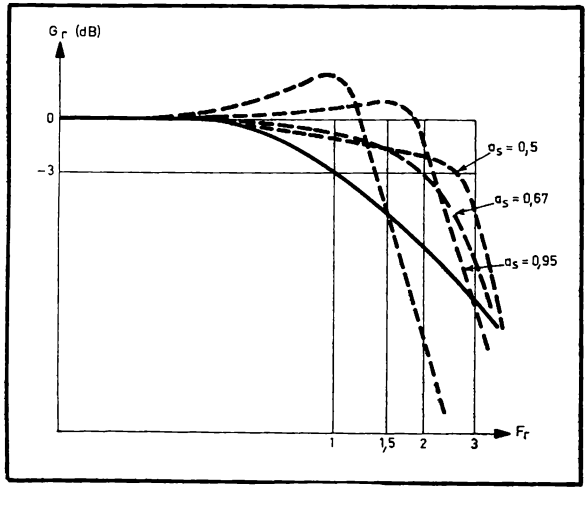


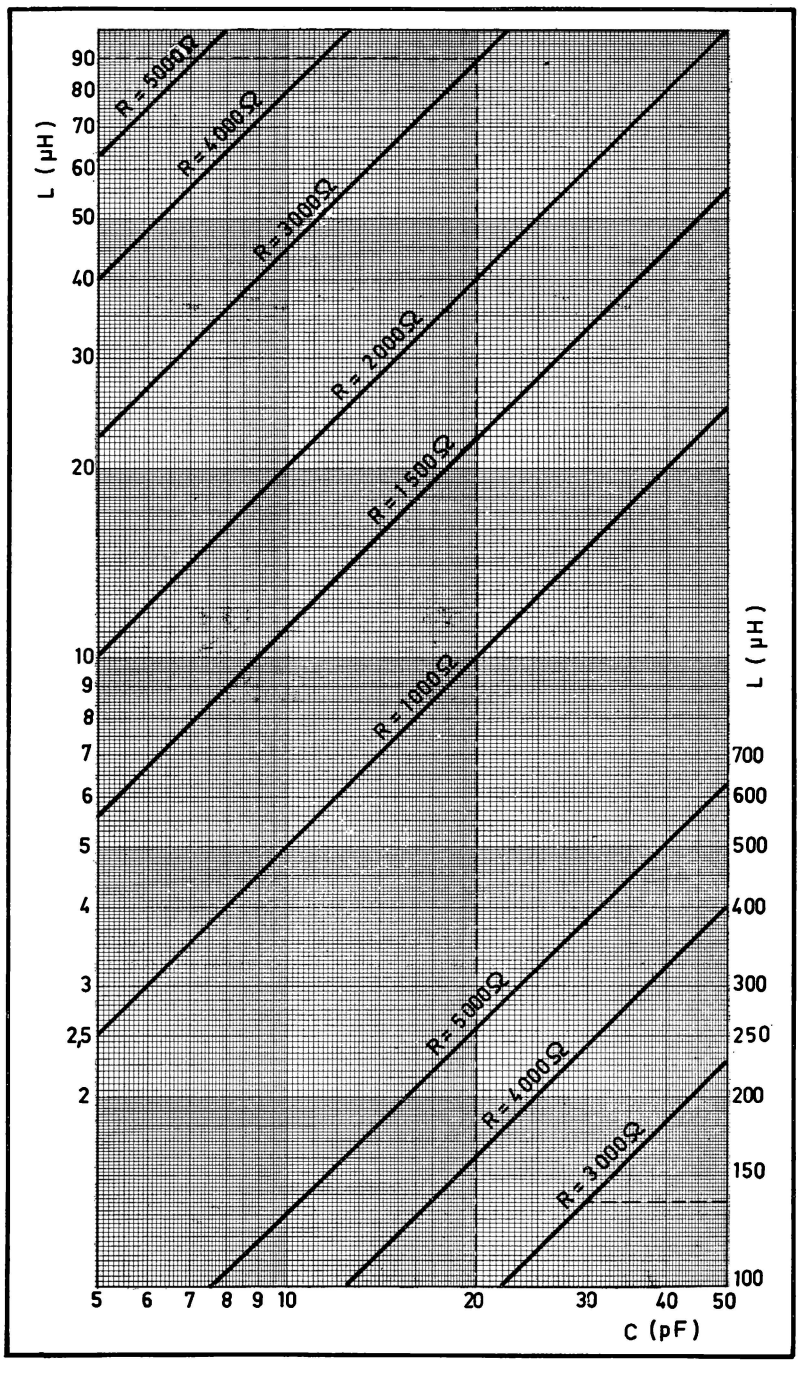
Fig. 20-11. — La courbe de réponse de l'étage corrigé change d'aspect suivant la valeur du coefficient de correction a_s. Dans cette figure, le rapport des capacités ($m = C_1/C_2$) et leur somme ($C = C_1 + C_2$) restent constants.

que R, cela revient à augmenter le coefficient de self-induction de la bobine. On voit que, pour les valeurs de a_s supérieures à 0,95, il se produit un dépassement considérable et que la bande se réduit à nouveau.

La figure 20-12 montre comment varie la courbe de réponse en fonction de m, a_s restant constant et égal à 0,82.

Nous ne donnons pas les courbes de la réponse en phase, mais on notera que la meilleure réponse est obtenue pour $a_s = 0,5$ et $m = 5$. Les facteurs

ABAQUE I


L (µH)
90
80
70
60
50
40
30
20
10
9
8
7
6
5
4
3
2,5
2
R = 5000Ω
R = 4000Ω
R = 3000Ω
R = 2000Ω
R = 1500Ω
R = 1000Ω
R = 500Ω
R = 400Ω
R = 300Ω
5 6 7 8 9 10 20 30 40 50
C (pF)
L (µH)
700
600
500
400
300
250
200
150
100

donnant la meilleure réponse en fréquence sont $m = 3$ et $a_s = 0{,}67$. On voit qu'ici encore on est obligé de tolérer un compromis. En général, on prend $m = 2$ et $a_s = 0{,}5$.

Il faut remarquer que l'on obtient ici des améliorations plus nettes qu'avec une correction du type parallèle, puisqu'on peut repousser la fréquence de coupure jusqu'à 2 ou même 2,5 f_r (théoriquement) au lieu de 1,8 f_r avec la correction parallèle.

Malheureusement, une correction série est beaucoup plus difficile à mettre au point, car les valeurs sont assez critiques, comme le montre l'exemple suivant. Supposons que le calcul ait été fait pour $m = 2$, soit $C_1 = C_2/2$ (respectivement 7 et 14 pF). Si ces valeurs, par suite d'une mauvaise estimation par exemple, sont en réalité de 5 et 15 pF, on a $m = 3$, ce qui veut dire que la correction ne correspond pas du tout à celle prévue. On voit qu'une très petite erreur (2 à 1 pF) conduit ici à un rétrécissement de la bande non négligeable. En dépit de cet inconvénient, la compensation du type série est très souvent utilisée.

Nous avons dressé un abaque (II) qui permet de trouver immédiatement les valeurs de R, L et C_1 ou C_2, connaissant un seul de ces paramètres. Cet abaque a été calculé pour un rapport $m = 2$, soit $C_2 = 2\ C_1$, et un coefficient

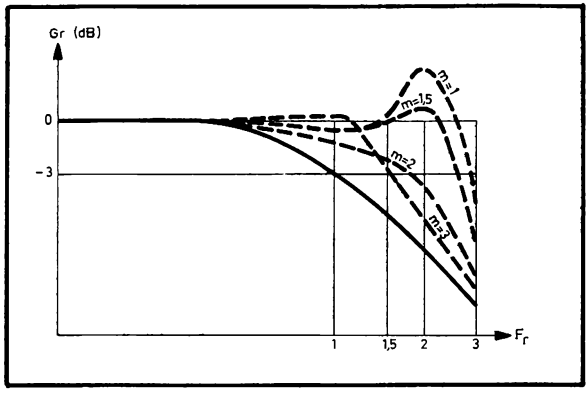


Fig. 20-12. — En modifiant le rapport des capacités m, on modifie l'aspect de la courbe de réponse. Dans cette figure, a_s et C (somme des capacités) restent constants.

$a_s = 0{,}5$. Il n'est donc pas valable pour d'autres coefficients. Les équations que nous avons utilisées pour le tracer sont :

$$R = \frac{159}{f_o\, C_1},$$

où f_o représente la fréquence maximale à transmettre (ici 10 MHz) ;

$$C_2 = m\, C_1;$$

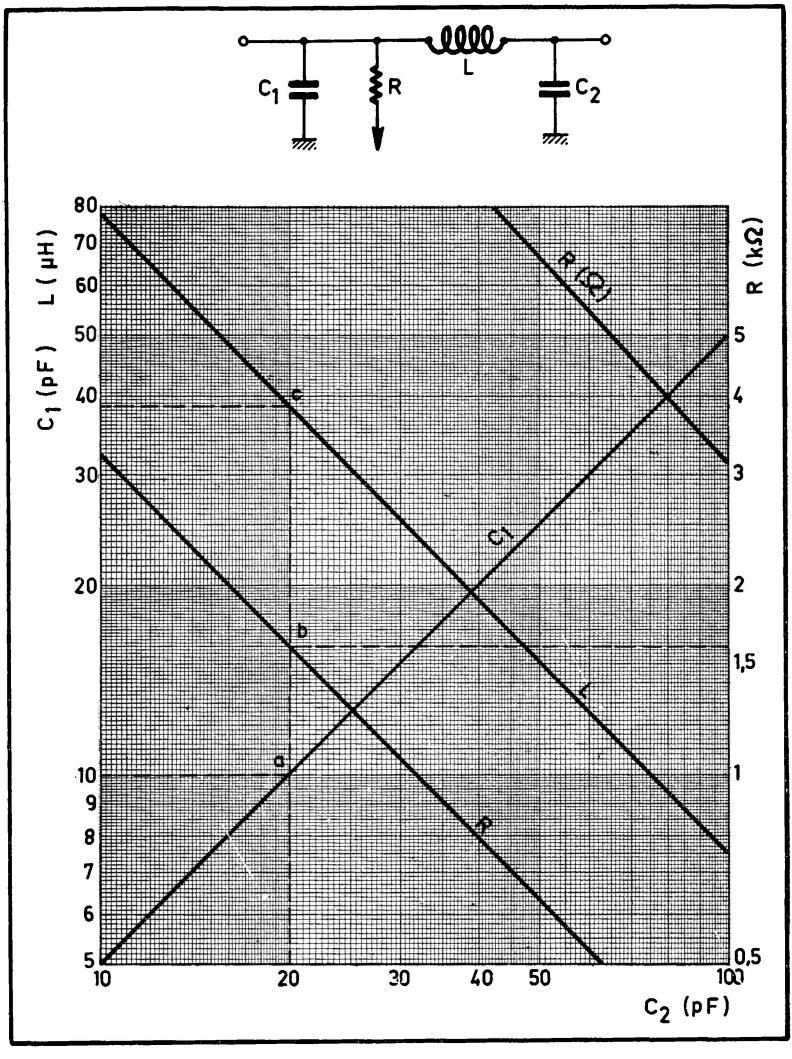
$$L = a_s\, R^2\, C_t,$$

où

$$C_t = C_1 + C_2.$$

A partir de ces trois équations, on peut dresser d'autres abaques avec des valeurs de m et a_s quelconques. L'utilisation en est très simple : connaissant $C_2 = 20$ pF, par exemple (capacité d'entrée de l'étage suivant, le plus souvent imposée), on demande de trouver L, R et C_1. La verticale partant

ABAQUE II



de C_2 coupe les droites C_1 en *a*, R en *b* et L en *c*. Il suffit de tracer les horizontales correspondantes qui donnent immédiatement les valeurs, respectivement 10 pF, 1,6 kΩ et 38 µH.

2-1-3. — *Correction mixte*

On a pensé à combiner les deux méthodes de correction ci-dessus exposées, de façon à obtenir un maximum de compensation. On aboutit ainsi à la correction dite mixte, dont les deux schémas de principe sont ceux de la

figure 20-13. Nous verrons un peu plus loin en quoi consiste la différence entre ces deux schémas. Ces montages sont très fréquemment utilisés, mais l'étude en est extrêmement complexe, car de nombreux paramètres interviennent dans la réponse globale. On retrouve, évidemment, le paramètre $m = C_2/C_1$, les paramètres correspondant à a, etc.

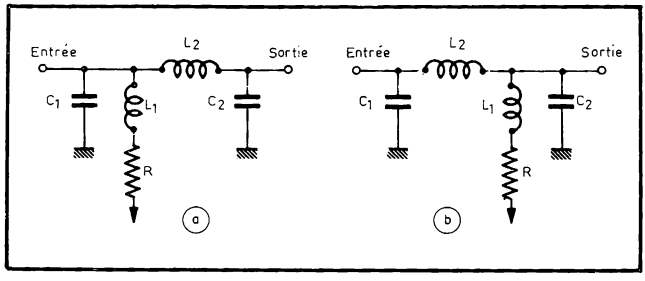


Fig. 20-13. — Schéma de la correction mixte (ou série-parallèle) où les inductances L_1 et L_2 sont les bobines de correction.

Il faut distinguer deux cas qui nous permettront de simplifier un peu l'étude de ces systèmes de correction :

a. *Circuits sans amortissement*

Ce sont les circuits dont l'étude est, relativement, la plus simple. La courbe de réponse est fonction du facteur $m = C_2/C_1$ et de deux coefficients a_1 et a_2 correspondant aux relations

$$L_1 = a_1 R_1^2 C_t \quad \text{et} \quad L_2 = a_2 R_2^2 C_t, \quad \text{où } C_t = C_1 + C_2.$$

On doit remarquer d'ailleurs le « parallèle » avec les équations précédemment rencontrées, ce qui est assez naturel, puisque ces différents coefficients sont issus de l'expression de la fonction donnant le gain relatif. Les courbes de la figure 20-14 montrent comment varie l'atténuation, en fonction de m, de a_1 et de a_2. Le tableau ci-dessous va nous permettre de tirer quelques conclusions intéressantes.

Ordre	m	a_1	a_2	Courbe	Observations
1	1	0,56	0,2	5	
2	1,22	0,57	0,17	4	
3	1,5	0,58	0,14	3	Caractéristique en fréquence optimale
4	1,86	0,59	0,1	2	
5	2	0,52	0,12		
6	2,21	0,527	0,113		
7	2,33	0,6	0,06	1	
8	2,46	0,46	0,10		Caractéristique de phase optimale
9	2,82	0,48	0,08		
10	4	0,4	0,0625		

Ce tableau est valable pour les valeurs de m inférieures à l'unité, puisqu'il suffit de prendre l'inverse. Par exemple, pour $C_2/C_1 = 0{,}5$ on prendra $1/m = 2$ et on choisira les coefficients de la combinaison n° 5. Selon que m est plus petit ou plus grand que 1, il conviendra d'utiliser l'un ou l'autre des

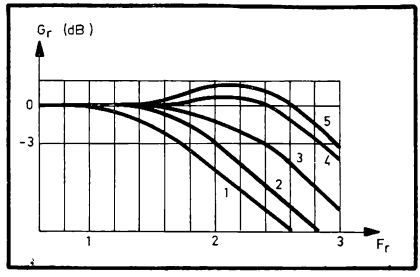


Fig. 20-14. — Quelques courbes d'un étage corrigé (correction mixte) avec diverses valeurs de **m**, a_1 et a_2 donnée dans le tableau correspondant (ci-contre, à gauche). La meilleure réponse en fréquence sans dépassement est celle de la courbe 3, mais pratiquement on choisira une réponse telle que celle de la courbe 4.

schémas de la figure 20-13. Pour $m > 1$ on prendra celui dessiné en *a*; pour $m < 1$, celui dessiné en *b*.

Nous allons donner un exemple de calcul pour montrer comment l'on procède. Soit à déterminer un circuit qui doit avoir une bande de 10 MHz, les capacités d'entrée et de sortie étant respectivement de 8 et 16 pF (y compris les capacités de câblage), ce qui donne $m = 2$. Nous adopterons le schéma *a* et nous devons calculer la résistance de charge R par la relation approchée suivante

$$R = \frac{159}{f_o . C_t}$$

où f_o est la fréquence de coupure (en MHz) et C_t (en pF) la capacité totale, R étant exprimée en kΩ.

On trouve $R = 0{,}66$ kΩ que nous devons multiplier par le facteur d'élargissement de la courbe de réponse. Pour $m = 2$ la bande se trouve comprise entre les courbes 1 et 2. En interpolant, l'accroissement en fréquence est approximativement de 1,9 f_r, mais nous prendrons ici 2 pour simplifier (ce qui correspond à $m = 1{,}86$).

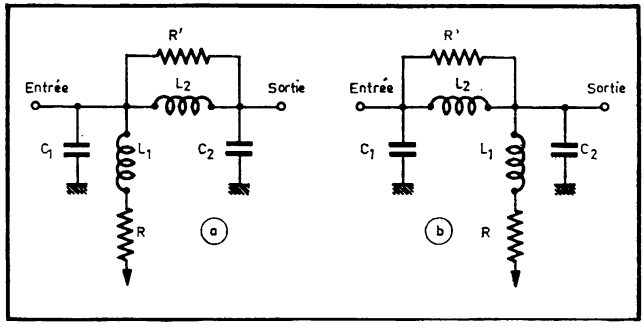


Fig. 20-15. — Schéma d'un dispositif de correction mixte avec résistance d'amortissement R' sur la bobine de correction série.

La valeur de R sera donc $0{,}66 \times 2 = 1{,}32$ kΩ, soit une résistance de 1,2 ou 1,5 kΩ (à 10 %).

On peut calculer maintenant L_1 et L_2 :

$$L_1 = a_1 . R^2 C_t = 0{,}59 \times 1{,}5^2 \times 24 \# 33\ \mu H;$$

$$L_2 = a_2 R^2 C_t = 0{,}1 \times 1{,}5^2 \times 24 \# 5{,}5\ \mu H.$$

b. — *Circuits avec amortissement*

On a vu que, pour certaines valeurs de *m*, il se produisait des dépassements inacceptables. Or, le plus souvent *m* est imposé, puisqu'il représente le rapport de capacités parasites contre lesquelles nous sommes désarmés. Ce

dépassement correspondant à un surplus d'énergie (puisqu'il est lié au coefficient de surtension) on peut le réduire grâce à une résistance d'amortissement, connectée le plus souvent en parallèle sur la bobine de correction série. Un tel circuit a beaucoup de souplesse, car il permet de jouer sur de nombreux paramètres.

Ici encore il y a deux schémas possibles suivant la valeur de m. Si $m > 1$, on prendra le schéma de la figure 20-15a; si $m < 1$, le schéma b de la même figure.

ε ($C_2 = mC_1$)	k	a_1	a_2	α	d (%)	t_{mr}	Niveau relatif aux fréquences relatives				
							1	1,5	2	2,5	3
1,86	2,40	0,122	0,514	50	4,1	0,95	0,956	0,903	0,815	0,672	0,496
1,50	2,09	0,122	0,511	5,3	2,4	1,11	0,936	0,853	0,721	0,566	0,416
1,50	2,20	0,126	0,536	6,6	3,6	1,04	0,946	0,880	0,764	0,595	0,421
1,29	2,10	0,130	0,554	4,18	3,4	1,07	0,940	0,865	0,740	0,572	0,405
1,22	1,90	0,122	0,537	2,67	1,6	1,17	0,921	0,822	0,680	0,518	0,385
1,22	2,32	0,143	0,574	6,10	5,6	1	0,969	0,927	0,826	0,643	0,466
1,22	2,07	0,132	0,560	3,74	3,3	1,08	0,938	0,861	0,734	0,569	0,405
1,11	2,60	0,160	0,623	10,2	10,4	0,93	1	0,992	0,926	0,740	0,515
1	1,83	0,122	0,566	2,13	1,2	1,20	0,910	0,804	0,653	0,491	0,352
1	2,07	0,143	0,580	3,02	3,3	1,06	0,943	0,865	0,740	0,567	0,401
1	2,27	0,160	0,620	5,65	7,5	0,97	0,977	0,942	0,856	0,718	0,500
1	2,04	0,140	0,582	2,77	2,8	1,09	0,932	0,846	0,716	0,563	0,426
0,82	1,76	0,122	0,622	1,88	1,1	1,22	0,904	0,788	0,630	0,472	0,348
0,82	1,90	0,143	0,606	2,20	2,2	1,11	0,924	0,819	0,685	0,526	0,364
0,82	2,20	0,160	0,624	3,05	3,7	1,04	0,954	0,886	0,768	0,601	0,425
0,82	1,97	0,146	0,610	2,33	2,3	1,10	0,928	0,832	0,700	0,560	0,444
0,78	2,45	0,180	0,694	5,25	10,7	0,99	1	0,989	0,900	0,680	0,470
0,67	1,73	0,122	0,688	1,75	1,1	1,22	0,903	0,784	0,621	0,465	0,341
0,67	1,78	0,143	0,658	1,89	1,7	1,14	0,912	0,791	0,647	0,493	0,348
0,67	2,05	0,160	0,650	2,25	2,5	1,09	0,940	0,853	0,721	0,541	0,394
0,67	2,25	0,180	0,676	3,20	4,3	1,03	0,955	0,908	0,792	0,624	0,454
0,67	1,90	0,148	0,652	2,12	1,9	1,12	0,923	0,816	0,681	0,552	0,435
0,54	1,75	0,122	0,774	1,71	1	1,23	0,908	0,796	0,630	0,476	0,348
0,54	1,88	0,143	0,740	1,79	1,4	1,17	0,904	0,780	0,625	0,480	0,345
0,54	1,95	0,160	0,718	1,97	1,9	1,12	0,930	0,832	0,696	0,520	0,382
0,54	2,05	0,180	0,696	2,27	2,7	1,07	0,932	0,850	0,725	0,566	0,415
0,54	1,80	0,146	0,720	2	1,5	1,15	0,916	0,801	0,659	0,536	0,416
0,53	2,20	0,200	0,808	3,99	11,2	1,01	1	0,986	0,879	0,647	0,439
0,43	1,79	0,122	0,893	1,74	1	1,23	0,914	0,810	0,653	0,494	0,362
0,43	1,73	0,143	0,844	1,78	1,3	1,19	0,902	0,779	0,620	0,472	0,351
0,43	1,90	0,160	0,820	1,88	1,6	1,15	0,922	0,820	0,680	0,512	0,383
0,43	1,93	0,180	0,770	1,97	2,1	1,10	0,922	0,827	0,697	0,537	0,402
0,43	2,09	0,200	0,823	2,77	2,7	1,05	0,965	0,888	0,765	0,613	0,393
0,43	1,77	0,142	0,836	1,93	1,3	1,18	0,907	0,785	0,634	0,509	0,391
0,33	1,95	0,122	1,057	1,87	1	1,23	0,923	0,834	0,695	0,523	0,386
0,33	1,75	0,143	1	1,83	1,2	1,20	0,903	0,788	0,621	0,474	0,360
0,33	1,87	0,160	0,960	1,91	1,5	1,17	0,917	0,811	0,670	0,509	0,393
0,33	1,90	0,180	0,893	1,96	1,9	1,12	0,920	0,820	0,680	0,525	0,400
0,33	2,04	0,200	0,876	2,27	2,4	1,08	0,939	0,849	0,729	0,590	0,441
0,33	1,73	0,132	1,028	1,87	1,1	1,21	0,892	0,765	0,600	0,461	0,355

Le tableau précédant permet de calculer aisément les différents composants du circuit, et un exemple nous permettra de bien suivre la conduite d'un tel calcul. On connaît C_1 et C_2 ou on peut les estimer ($C_1 = 8$ pF et $C_2 = 12$ pF, par exemple). On connaît donc m, soit 1,5. On cherche R de la même façon que précédemment, soit

$$R = \frac{159}{f_0 . C_t} = 0{,}8 \text{ k}\Omega, \text{ pour } f_0 = 10 \text{ MHz}.$$

Le coefficient k de la seconde colonne du tableau correspond à l'élargissement de la bande. Si nous tolérons un dépassement de 3,6 %, on pourra prendre $k = 2{,}2$, ce qui donnera $R = 1{,}76$ kΩ. Si nous sommes moins tolérants, nous prendrons $k = 2{,}09$, d'où $R = 2{,}09 \times 0{,}8 = 1{,}6$ kΩ environ, 1,5 kΩ pratiquement. On peut maintenant calculer L_1 et L_2 comme nous l'avons fait précédemment :

$$L_1 = a_1 R^2 C_t = 6 \ \mu\text{H environ};$$

$$L_2 = a_2 R^2 C_t = 26 \ \mu\text{H environ}.$$

Reste à calculer la résistance d'amortissement R′; elle est donnée par la relation

$$R' = \alpha R$$

(le coefficient α est donné dans la cinquième colonne du tableau). On trouve $R' = 1{,}6 \times 5{,}3 = 8{,}5$ kΩ (on prendra 8200 Ω).

Au lieu de parler de bande passante, on préfère souvent faire intervenir la notion de temps de montée. Le temps de montée est défini comme étant le temps t_m que met une fonction pour passer de 10 % de sa valeur maximale à 90 % de cette même valeur. Le graphique de la figure 20-16 précise cette définition. La courbe a ayant un temps de montée de 2,2 correspond à celle d'un amplificateur non corrigé (elle est analogue à celle de la charge d'un condensateur).

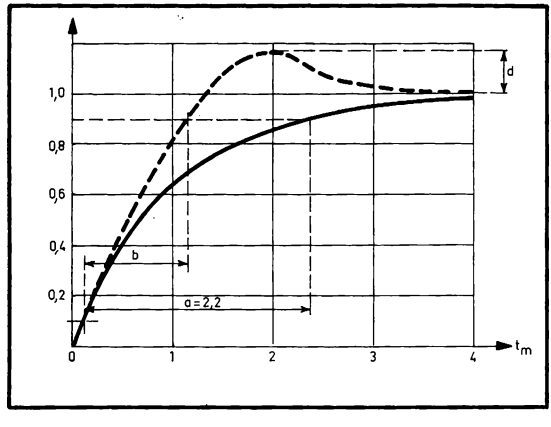


Fig. 20-16. — Un amplificateur (ou un étage détecteur) attaqué par un signal rectangulaire modifie la forme de celui-ci de sorte qu'à la sortie le signal, au lieu de monter verticalement, s'accroît avec une pente dont la raideur est fonction de l'efficacité de la correction. La courbe **a** est celle d'un amplificateur non-corrigé. La courne **b** est celle d'un étage corrigé qui fait apparaître une suroscillation ou dépassement **d**.

Il existe une relation étroite entre le temps de montée et la bande passante (*cf.* chap. 21, § 3) :

$$t_m = \frac{0{,}35}{B} \text{ (avec } t_m \text{ en } \mu\text{s et B en MHz)}.$$

Ainsi, pour passer 10 MHz, un étage doit avoir un temps de montée égal à 0,35/10 soit 35 ns (nanoseconde; 1 ns $= 10^{-9}$ s). Un temps de montée insuffisant affecte les fréquences élevées du spectre vidéo.

La résistance R du circuit de compensation peut être également calculée à partir du temps de montée.

En effet, un réseau RC est lié au temps de montée par la relation

$$t_m = \frac{t_{mr}}{RC}.$$

Comme nous l'avons fait pour la fréquence, nous pourrions introduire la notion de temps de montée relatif qui permet de tracer des courbes universelles. C'est ce temps de montée relatif que l'on trouve dans la septième colonne du tableau. Le calcul de R s'effectue alors de la façon suivante, en reprenant notre exemple précédent. Puisque B $=$ 10 MHz, le temps de montée est de 35 ns. D'autre part, pour $C_t = 20$ pF et $m = 1{,}5$, le temps de montée relatif est 1,11. On trouve donc

$$R = \frac{35.10^{-9}}{1{,}11 \times 20.10^{-12}} \approx 1580\ \Omega,$$

valeur précédemment trouvée.

2-2. — *CORRECTIONS AUX BASSES FRÉQUENCES*

Bien que ce type de corrections ne soit jamais utilisé dans les circuits de détection, nous en dirons quelques mots pour être complet, d'autant plus que nous les utiliserons dans le chapitre suivant.

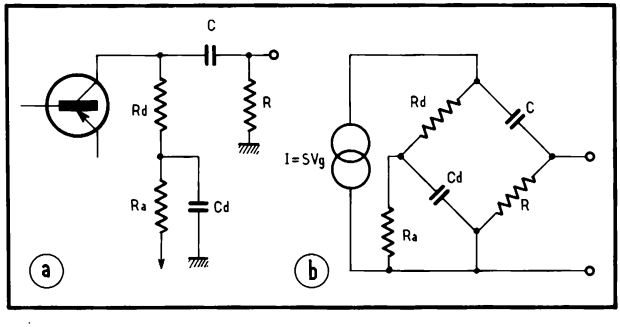


Fig. 20-17. — Correction des basses fréquences par découplage à la sortie. La cellule R_d-C_d constitue avec RC un pont que l'on équilibrera.

On se souvient qu'un amplificateur non corrigé se comporte à l'égard des signaux à très basse fréquence comme un filtre passe-haut. Or, l'amplificateur vidéo doit, théoriquement, avoir une bande passante s'étendant du continu à plusieurs mégahertz. Il faudrait donc que l'amplificateur soit à liaison directe. Il en existe qui sont réalisés de cette façon, mais dans la majorité des cas, la « composante continue » est restituée (lorsqu'elle l'est) par des dispositifs que nous étudierons plus loin. On se contente donc d'améliorer au maximum la réponse aux fréquences basses, jusqu'à 25 Hz comme ordre de grandeur.

La première méthode pour améliorer la réponse aux fréquences basses est évidemment de choisir des éléments de découplage aussi efficaces que

possible, mais on a vu qu'on est limité dans ce domaine par les défauts des condensateurs de forte capacité.

Il existe un autre procédé très souvent employé. Son schéma est celui de la figure 20-17*a*, tandis qu'en *b*, nous avons représenté le circuit équivalent de sortie sous une forme plus explicite. On voit que le réseau R_d-C_d constitue avec le réseau R-C un pont que l'on essaie de conserver en équilibre sur une gamme de fréquences aussi large que possible. On conçoit bien d'ailleurs que lorsque la fréquence augmente, l'impédance du réseau R_d-C_d diminue, puisque l'impédance de C_d décroît; parallèlement, l'impédance de C augmente, de sorte que l'ensemble tend vers un certain équilibre. A l'inverse, lorsque la fréquence décroît, l'impédance de C_d augmente; l'influence de la résistance R_d devient prépondérante et la charge du circuit, qui avait tendance à diminuer reste relativement constante.

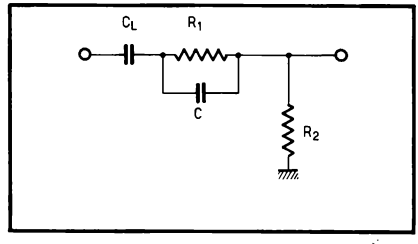


Fig. 20-18. — Correction par égalisation du gain sur une grande gamme de fréquences (à mesure que la fréquence augmente l'impédance de C diminue et son influence devient prépondérante par rapport à R_1 aux fréquences élevées).

Un tel pont est équilibré lorsque $R_d.C_d = R.C$, et cet équilibre est, théoriquement, indépendant de la fréquence. En pratique, le gain est maintenu constant sur une très large bande de fréquences, et le temps de transmission de phase reste pratiquement constant, ce qui est évidemment intéressant.

Le calcul de ce circuit n'est pas difficile, mais il faut faire en sorte que la résistance R_a soit beaucoup plus grande que R_d. En effet, on conçoit que si R_a est infini et le pont parfaitement équilibré, le gain devient énorme et la compensation parfaite. A mesure que R_a diminue par rapport à R_d, le gain et l'efficacité de la compensation décroissent.

Ce procédé de correction est évidemment applicable aux circuits transistorisés.

2-3. — *AUTRES PROCÉDÉS DE CORRECTION*

Il existe de très nombreux autres procédés de correction, que ce soit pour les fréquences basses ou élevées. Le plus souvent ces procédés font appel à la contre-réaction sélective ou non, de façon à égaliser le gain sur une gamme aussi large que possible. L'inconvénient de ces procédés est qu'ils réduisent le gain de l'étage d'autant plus que la compensation est plus efficace.

C'est ainsi que l'on peut faire appel à un circuit de contre-réaction de courant constitué simplement par un condensateur monté en parallèle sur une résistance, le tout étant inséré dans le circuit d'émetteur d'un transistor. Le condensateur a ceci de particulier par rapport au condensateur de découplage classique : sa valeur est de quelques nanofarads au lieu de plusieurs microfarads. C'est cette faible valeur de capacité qui est responsable de la contre-réaction de courant.

La figure 20-18 représente quant à elle un autre procédé de correction utilisant un diviseur sélectif inséré dans le circuit de sortie de l'amplificateur. Ce circuit favorise les fréquences élevées et réduit la tension de sortie aux fréquences basses. En effet, l'impédance de C devient de plus en plus faible à mesure que la fréquence s'accroît.

CHAPITRE 21

AMPLIFICATEURS VIDÉO

L'amplificateur vidéo constitue le dernier étage de la chaîne d'amplification vision. C'est lui qui alimente le tube-images en signaux de modulation. Les tensions de sortie seront appliquées au canon électronique (cf. chap. 3, § 1 et 2) et modifieront le nombre d'électrons du faisceau issus de ce canon, de sorte que, sur l'écran, la luminosité variera.

L'amplificateur de luminance est également un amplificateur vidéo mais il doit recevoir quelques aménagements particuliers aux caractéristiques de la TVC.

Ces étages peuvent être classés dans la catégorie des amplificateurs de tension (en principe, on ne leur demande pas de fournir de courant) cependant nous serons obligés d'utiliser un dispositif de puissance à la sortie. Par ailleurs, il s'agit aussi d'amplificateurs à large bande qui doivent « masser » des signaux dont les fréquences vont du continu à plusieurs mégahertz.

1. — Commande du tube-images

1-1. — *TENSIONS NÉCESSAIRES POUR LA MODULATION*

Avant d'étudier les amplificateurs vidéo proprement dits, il est nécessaire de connaître les besoins d'un tube-images.

L'extinction du spot d'un tube est obtenue pour des tensions, entre cathode et wehnelt, très variables d'un modèle de tube à l'autre, et selon la tension de grille accélératrice (g_2). Supposons qu'on puisse obtenir l'extinction pour des tensions $V_{g2} = 300$ V, et une tension de cathode $V_k = 50$ V par rapport au wehnelt, et fixons ces potentiels au moyen d'une chaîne de résistances (fig. 21-1). Si l'on augmente la tension du wehnelt — ou, ce qui revient au même, si l'on diminue V_k — le tube commence à s'illuminer. Pour une variation de luminosité depuis le noir jusqu'à l'apparition d'une image perceptible, il faut, au minimum, une variation de tension d'une dizaine de volts. En fait, cela ne suffit pas, car une image nette et bien contrastée exige une plage de variation de l'ordre de 40 V. Si la détection fournit un signal d'am-

plitude 1 V (c'est un minimum), il faudra que l'amplificateur vidéo ait un gain en tension de 40 pour moduler convenablement le tube-images.

Mais on ne se contente généralement pas de ce gain; on le pousse jusqu'à 60, voire plus, pour pouvoir obtenir des images très nettement contrastées, qui puissent être vues en plein jour. Exprimé en décibels, un tel gain est compris entre 30 et 40 dB.

La tension appliquée à l'électrode de modulation pourra donc être de l'ordre de 60 V et plus lorsque l'utilisateur « pousse » le contraste au maximum. Il est nécessaire, cependant, de s'arranger pour que le wehnelt ne puisse pas devenir positif par rapport à la cathode, car s'il le devenait, un courant intense prendrait naissance entre la cathode et le wehnelt, ce qui vieillirait prématurément le tube.

1-2. — *FIXATION DU NIVEAU DU NOIR*

La tension de blocage — ou d'extinction — variant dans des proportions assez considérables d'un tube à l'autre, même s'ils sont du même type ou d'un type équivalent, il est bon de prévoir un dispositif qui permette de l'ajuster au mieux. Ce sera le réglage connu sous le nom de « lumière », qui est, en réalité, un *réglage du « noir »*. On sait que les signaux de synchroni-

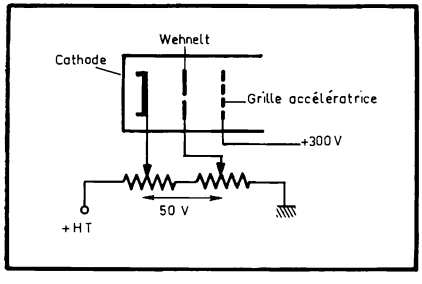


Fig. 21-1. — Montage expérimental permettant de faire varier la tension de wehnelt par rapport à celle de cathode.

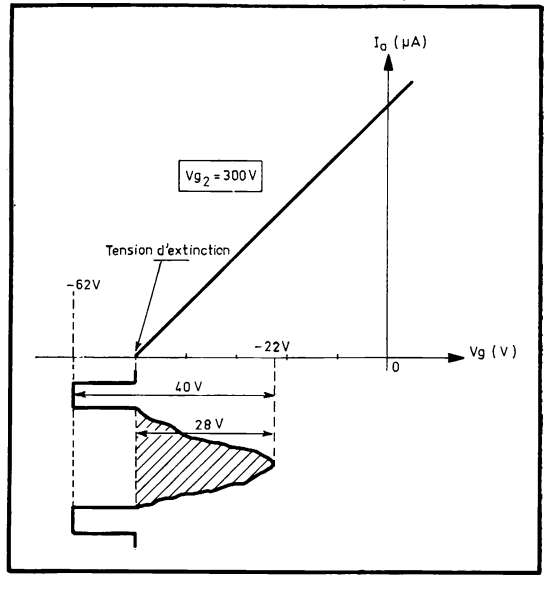


Fig. 21-2. — Si la tension d'extinction du tube-images est de 50 V et si les signaux de modulation ont une amplitude de 40 V, la tension de wehnelt doit être fixée à — 62 V par rapport à la cathode.

sation se trouvent au-dessous du niveau du noir et représentent à peu près 30 % de la tension totale de modulation. Supposons que nous ayons fixé la tension de repos wehnelt-cathode à 62 V et que la tension d'extinction du tube-images soit de — 50 V. Si la tension appliquée à l'électrode de modulation est de 40 V, seuls 40 × 0,7 = 28 V serviront à l'illumination du tube-images, tandis que les 12 V qui restent (40 × 0,3) laissent le tube au blocage pendant la durée des impulsions. Le noir de l'image correspond donc bien au niveau du noir de l'émetteur (fig. 21-2).

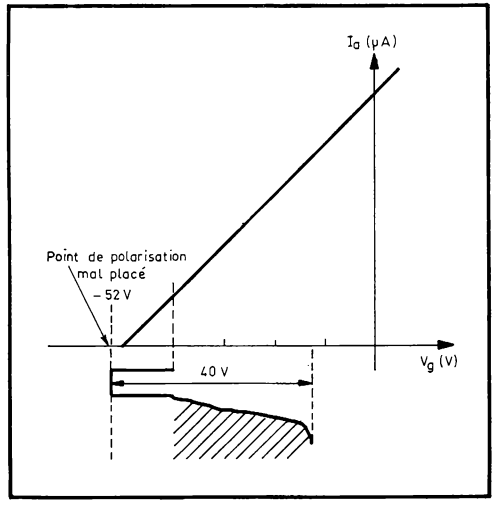


Fig. 21-3. — Ici la tension de wehnelt est insuffisamment négative, de sorte que le niveau du noir ne correspond pas à l'extinction du tube-images.

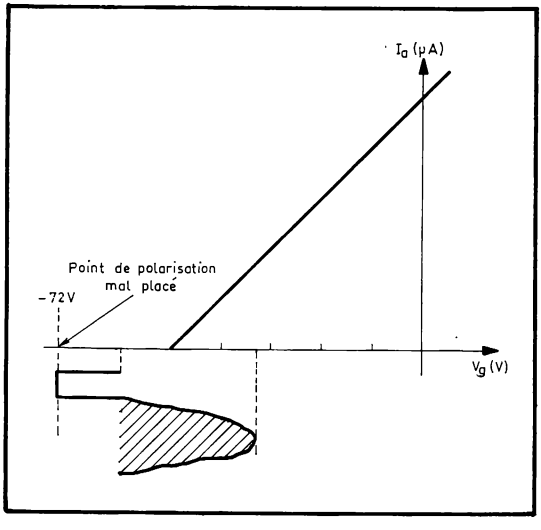


Fig. 21-4. — La tension de wehnelt par rapport à la cathode étant trop négative, le niveau du noir des signaux vidéo se trouve au-delà du point d'extinction du tube-images.

Les traces de retour de balayage ne risquent pas d'apparaître sur l'écran, puisque ces retours ont lieu pendant l'extinction du spot (*). Mais si l'on

(*) On prévoit néanmoins des dispositifs d'effacement que nous étudierons ultérieurement.

accroît la luminosité, en diminuant la différence de tension, entre le wehnelt et la cathode (fig. 21-3), on déplace le point de polarisation du tube-images. Les traces de retour apparaissent à ce moment et, ce qui est aussi grave, l'image ne possède alors plus de « noir » bien défini. Inversement, si l'on diminue la luminosité, en augmentant la différence de tension entre le wehnelt et la cathode (fig. 21-4), l'image devient noire et les blancs apparaissent gris. On voit donc qu'il n'existe qu'un seul point de réglage de « lumière », qui soit satisfaisant, pour une tension de modulation donnée.

Maintenant, si le signal de modulation vient à varier globalement pour une raison quelconque, la luminosité de l'image varie également, comme le montre la figure 21-5. Dans le premier cas, la tension de modulation n'est plus de 40 V, mais de 20 V seulement, le point de fonctionnement restant fixé à — 62 V. Dans le deuxième cas, la tension est de 60 V. La première image sera noir grisâtre; la seconde très blanche. On voit qu'il faut pouvoir régler la lumière de façon que le niveau du noir soit fixé au point d'extinction.

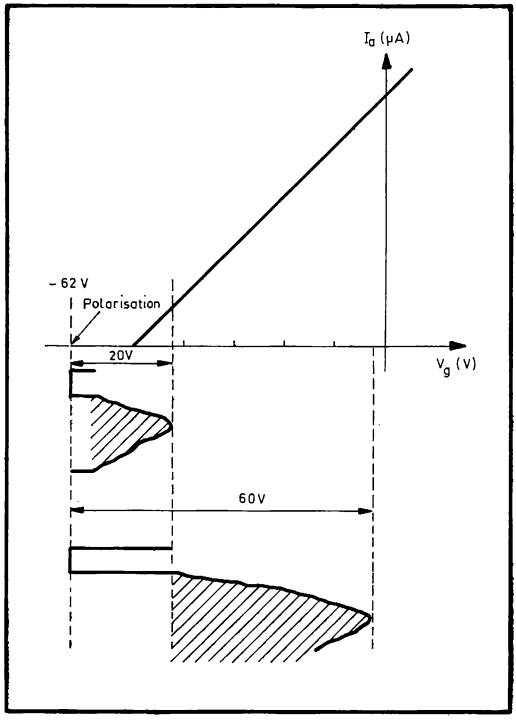


Fig. 21-5. — Si la tension de wehnelt est fixe par rapport à la tension de cathode et si l'amplitude crête à crête des signaux de modulation varie, le niveau du noir varie par rapport à la tension d'extinction du tube-images.

Nous ne pouvons effectuer ce réglage qu'en déplaçant le point de fonctionnement du tube-images. Dans le premier cas, le fond des impulsions de synchronisation sera fixé à — 56 V; dans le second à — 68 V (fig. 21-6). Le résultat n'est pas encore très satisfaisant, car les images obtenues dans les deux cas ne sont pas également lumineuses. La première est assez noire, tandis que la seconde est trop blanche. Il est donc nécessaire de fournir au tube-images une tension de modulation d'amplitude maximale relativement constante, ce qui nous conduit à prévoir un réglage de gain dans la chaîne d'amplification, que l'on appelle *réglage de « contraste »*.

Récapitulons : *le réglage de luminosité* sert à fixer le point de fonctionnement du tube-images et *le réglage de contraste* sert à ajuster le gain de la chaîne d'amplification ou, si l'on préfère, l'amplitude du signal appliqué à l'électrode de modulation.

1-3. — *COMMANDE DU TUBE TRICHROME*

On retrouve dans la commande d'un tube trichrome, sensiblement les mêmes problèmes qu'avec un tube-images NB. Mais comme un tube trichrome sert de « matrice », ce qui veut dire qu'il effectue la soustraction des signaux de différence de couleurs du signal de luminance, quelques dispositifs doivent être prévus pour sa commande. Ce sont ces dispositifs que nous allons étudier maintenant.

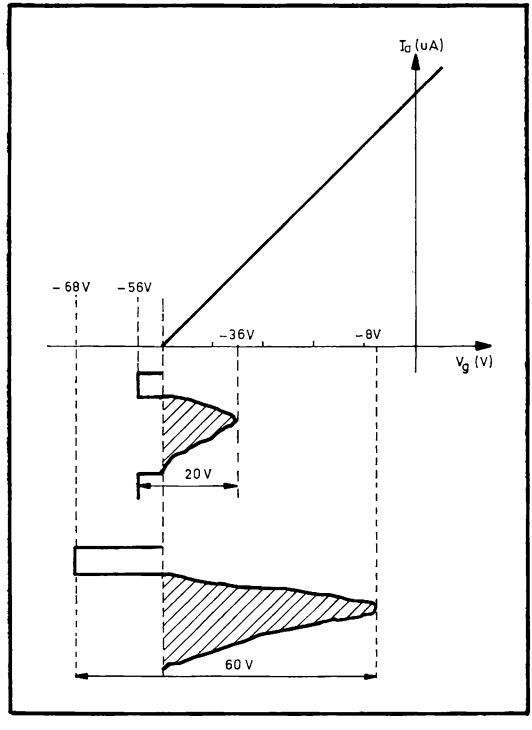


Fig. 21-6. — Le niveau du noir des signaux vidéo doit correspondre dans tous les cas au point d'extinction du tube-images.

Il est bon de rappeler auparavant que les amplificateurs de chrominance — qui sont, en fait, des amplificateurs vidéo à bande relativement étroite et que nous étudierons ultérieurement (*cf.* chap. 22, § 22-4) — fournissent trois signaux de différence de couleurs ($R - Y$), ($B - Y$) et ($V - Y$), ce dernier étant reconstitué à partir des deux précédents. L'amplificateur de luminance — qui correspond à l'étage vidéo en télévision NB — fournit, quant à lui, le signal Y (ou $-Y$, selon l'inversion de phase), de sorte qu'on peut obtenir les trois signaux R, V et B en soustrayant simplement le signal de luminance des signaux de différence de couleurs : $(R - Y) - (-Y) = R$, par exemple.

Ce « matriçage » peut être obtenu directement avec le tube trichrome en appliquant sur les trois cathodes le signal de luminance — Y et sur les grilles de commande (g_1) les signaux de différence de couleurs. Mais le rendement des trois luminophores étant différent, il faut, pour l'égaliser, produire des

courants de faisceaux différents selon les canons. Ainsi, pour le canon rouge, le courant du faisceau pourrait être, par exemple, de 3,5 mA, alors que pour le bleu il devrait être de 1,9 mA, et pour le vert de 2,1 mA. En conséquence, il faudra soit prévoir des tensions de blocage différentes pour chaque canon, la tension de commande étant identique pour chacun d'eux, soit, au contraire, attaquer le tube avec des tensions de commande différentes, la tension de blocage restant identique pour chaque canon. Ainsi deux méthodes de commande peuvent être envisagées.

D'autre part, puisque le tube trichrome doit reproduire également les images en noir et blanc, *la compensation des différences de rendement des luminophores doit s'effectuer en présence de la seule information de luminance.*

On pourrait, en effet, compenser les différences de rendement en jouant sur les signaux de chrominance, mais alors au détriment de l'image NB.

Lors des réglages, le signal de luminance, fourni par un générateur ou l'émetteur, est constitué par une tension en forme d'escalier reproduisant sur l'écran une image composée de larges bandes allant du noir au blanc, en passant par plusieurs gradations de gris, et qu'on appelle « échelle des gris ». L'égalisation du rendement des luminophores se fera à l'aide de cette échelle.

1-3-1. — *Tension de commande identique pour chaque canon*

Le schéma est celui de la figure 21-7 : les trois cathodes sont réunies; les grilles de commande g_1 sont alimentées par les signaux de différence de couleurs; les grilles accélératrices g_2 sont alimentées par l'intermédiaire d'un réseau de résistances convenablement calculées pour produire l'extinction de chaque canon pour une même tension de commande (fig. 21-7*b*).

Cette méthode, séduisante par sa simplicité, présente malheureusement quelques défauts. Les courbes de la figure 21-7*b* ne sont pas parfaitement parallèles, de sorte qu'il s'ensuit une certaine altération dans le « rendu » des couleurs. Cet inconvénient n'est d'ailleurs pas catastrophique, car le défaut est peu visible. Cependant, il existe un autre inconvénient, plus grave. Si le

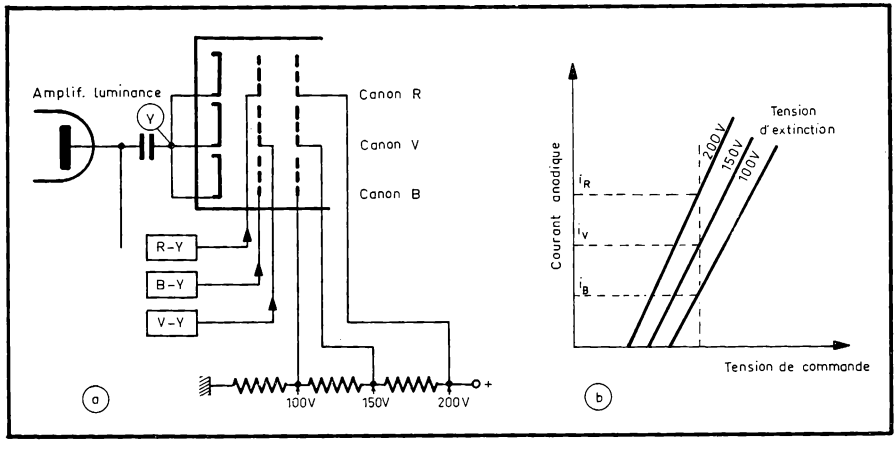


Fig. 21-7. — Afin d'égaliser le rendement des luminophores, il faut que les tensions des grilles g_2 soient différentes si la tension de commande, appliquée sur les cathodes, est la même pour les trois canons. C'est évidemment le signal de luminance — Y que l'on applique sur les cathodes qui, en pratique, sont portées à un potentiel positif par rapport aux wehnelts.

rendement des luminophores de sensibilités extrêmes — c'est-à-dire rouge et bleu — est très différent, on se trouve en présence de tensions de blocage également très différentes, qui peuvent atteindre 200 V. Or, on a toujours intérêt à choisir une tension de blocage faible pour réduire d'autant la tension de commande. Ce n'est évidemment pas le cas avec nos 200 V.

1-3-2. — *Tension de blocage identique pour chaque canon*

Le schéma est maintenant celui de la figure 21-8, dans lequel les cathodes sont attaquées par des tensions de commande différentes, les grilles g_2 étant toutes au même potentiel. Le montage devenu classique est celui dans lequel les résistances de sortie de la figure 21-8 sont remplacées par des potentiomètres réglables. La cathode du canon rouge est directement attaquée par les signaux issus de l'anode du tube final de luminance, alors que les cathodes des canons bleu et vert le sont par l'intermédiaire d'une résistance. Cette

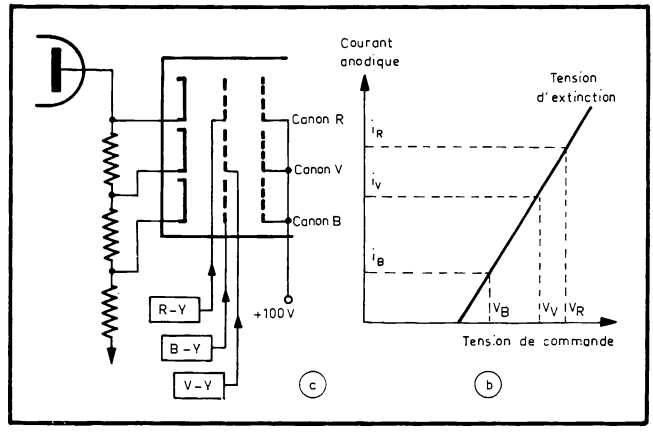


Fig. 21-8. — Ici la tension appliquée aux grilles g_2 est la même pour les trois canons, mais la tension de commande est différente pour chacun de ces derniers.

disposition introduit un certain taux de contre-réaction qui perturbe légèrement l'échelle des gris, mais on peut compenser cette distorsion en insérant dans le circuit de cathode du canon rouge une résistance fixe. C'est ce montage que nous retrouverons dans l'analyse de l'amplificateur de luminance complet.

1-3-3. — *Réglage de la luminosité pour tube trichrome*

On peut agir, dans ce domaine, sur trois fronts : cathode, wehnelt ou grille d'accélération. Mais, dans tous les cas, il faut que la commande soit proportionnelle, c'est-à-dire qu'elle agisse de la même façon sur les trois électrodes, afin de ne pas modifier l'échelle des gris.

a. — *Commande par la cathode*

C'est une méthode qui conduit à un schéma simple (il suffit de faire varier les tensions de cathode), mais, malheureusement, on est alors obligé de réduire la tension utile de l'étage de luminance pour obtenir la marge de variation désirée. Il faut, par conséquent, prévoir un étage de luminance (ou un transistor) aux caractéristiques plus poussées que celles nécessaires. C'est donc une solution qui n'est pas économique, encore qu'un transistor travaillant au-dessous de ses possibilités offre une meilleure fiabilité.

b. — *Commande par le wehnelt*

On peut régler la luminosité de la façon représentée dans la figure 21-9, dans laquelle on voit qu'une tension auxiliaire négative est appliquée sur les grilles. Il y a une certaine dégradation de la composante continue (*), dégradation qui peut toutefois rester dans des limites acceptables si l'amplitude de la tension en jeu est de valeur assez élevée.

D'autres montages sont possibles, tels que celui représenté en figure 21-10, où les diodes servent à la restitution de la composante continue.

c. — *Commande par les grilles accélératrices*

Dans le cas où la tension de blocage est la même pour les trois canons — cas le plus courant — la commande de luminosité peut être appliquée sur les grilles accélératrices. Le schéma est celui de la figure 21-11, disposition qui a actuellement la faveur des constructeurs à cause de sa simplicité de réalisation et de son efficacité. Sur la même figure on a également représenté le dispositif de réglage des tensions de commande de cathodes par potentiomètres, dont nous avons parlé plus haut.

2. — Conception générale des amplificateurs vidéo

Nous possédons maintenant des connaissances suffisantes pour entreprendre l'étude d'un amplificateur vidéo proprement dit :

a. — Il doit avoir un gain en tension de 40 au minimum, que nous pousserons jusqu'à 60, soit quelque 35 dB; la tension de sortie doit pouvoir varier d'une centaine de volts;

b. — Sa bande passante doit s'étendre du continu jusqu'à une dizaine de mégahertz, dans le cas du 819 lignes. Nous étudierons notre amplificateur en fonction de cette bande, puisque c'est la plus large que l'on puisse rencontrer. Il est bien entendu que si nous avons à calculer un amplificateur vidéo pour un téléviseur monostandard, qui ne reçoit que des émissions à bande plus réduite que celle du 819 lignes, nous calculerons l'amplificateur en fonction de la largeur de la bande vidéo nécessaire;

c. — Le temps de transmission de phase doit rester constant pour ne pas introduire de distorsions de phase;

d. — Il doit fournir un niveau de signal relativement constant quelle que soit l'intensité du champ à l'antenne. Les dispositifs de commande automatique de gain qui ajustent l'amplification de la chaîne F.I. vision seront attaqués par les signaux recueillis en un point de la partie vidéo, de sorte que la condition énoncée sera remplie.

La bande passante est limitée du côté des hautes fréquences par la capacité parasite de sortie de l'étage vidéo à laquelle s'ajoute celle d'entrée du tube-images. Pour élargir au maximum la bande passante, il est donc nécessaire de choisir un élément actif à forte pente et de l'associer à une résistance de charge relativement faible. Par ailleurs, il faut employer des circuits de correction efficaces.

Les limitations du côté des fréquences élevées sont dues aux éléments parasites ; celles aux fréquences basses sont dues aux éléments de liaison

(*) Nous verrons, dans un paragraphe ultérieur, ce qu'est la composante continue et pourquoi elle est nécessaire en TVC.

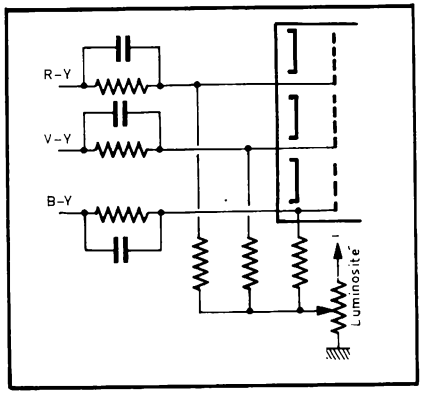


Fig. 21-9, ci-dessus. — Le réglage de luminosité peut être effectué en rendant variable les tensions de wehnelt.

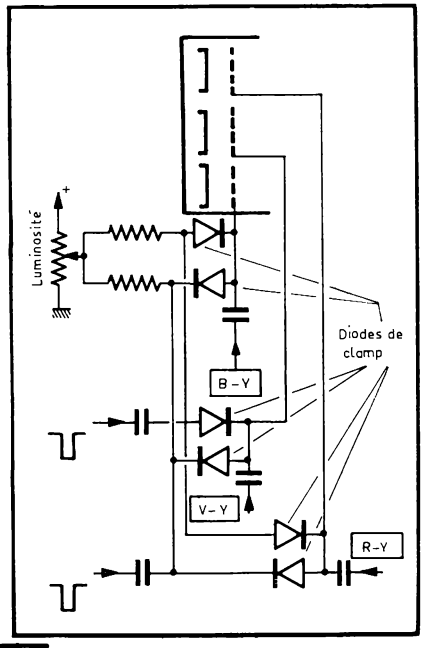


Fig. 21-10, ci-dessus. — Le réglage de luminosité est obtenu de la même façon qu'en figure 21-9 mais ici des diodes de clamp sont mises en service de façon à restituer la composante continue.

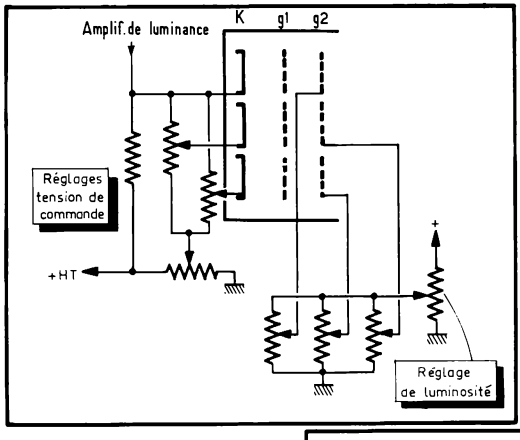


Fig. 21-11. — Le réglage de luminosité est ici obtenu en rendant variable la tension appliquée aux grilles g_2.

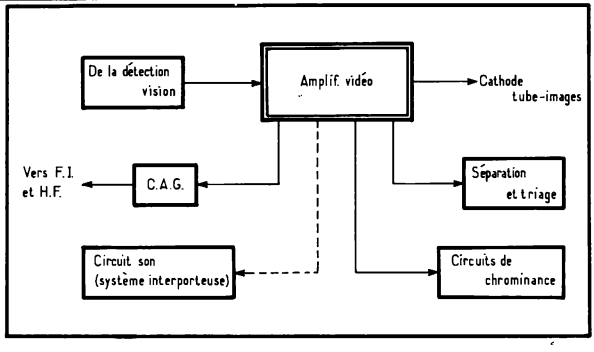


Fig. 21-12. — L'amplificateur vidéo constitue une sorte de plaque tournante qui reçoit des signaux et les distribue à d'autres étages.

ou aux éléments de découplage. On se souvient que les premiers introduisent des variations de phase lorsque la fréquence décroît. Supposons, par exemple, que la fréquence de coupure d'un amplificateur soit de 50 Hz. A cette fréquence, le déphasage est de 45°, soit une durée correspondant à 1/8 de la période, de sorte que le décalage de cette fréquence par rapport aux fréquences moyennes sera de 1/400 de seconde, soit 2,5 ms. Ce retard n'est pas du tout négligeable, et nous verrons, en étudiant le comportement d'un amplificateur en régime d'impulsions, qu'il influe sur la qualité globale de l'image.

Un amplificateur vidéo constitue également une sorte de plaque tournante (fig. 21-12), à partir de laquelle on prélève le signal vidéo pour le transmettre :

a. — Aux circuits de synchronisation et, plus précisément, à l'étage de séparation et de triage, chargés de la distribution des signaux de synchronisation aux deux bases de temps;

b. — Aux circuits produisant les tensions de C.A.G.;

c. — Aux circuits son dans le cas de la réception selon le système interporteuse;

d. — Aux circuits de chrominance dans le cas de la TVC.

Il faudra limiter au minimum l'influence de ces diverses prises de façon qu'elles ne perturbent pas le fonctionnement de l'amplificateur. On y parviendra du reste assez facilement.

2-1. — *BRANCHEMENT DE LA DIODE DE DÉTECTION*

En radiodiffusion, le sens de branchement de la diode de détection n'est pas critique, mais en télévision, il faut en tenir compte. En effet, un passage du noir au blanc de l'image correspond à une élévation de tension du wehnelt, ou à une diminution de la tension de cathode.

Supposons que la détection se fasse en polarité positive et que le standard reçu soit en modulation positive, ce qui signifie que le blanc correspond à une augmentation de tension. Si l'amplificateur vidéo utilise un seul transistor monté en émetteur commun, il se produit une inversion de phase de 180°, de sorte que, à la sortie de l'amplificateur, le blanc correspond à une tension faible. Si la sortie de l'amplificateur est connectée à la cathode du tube-images, tout se passe bien, mais si la sortie est reliée au wehnelt, l'image est inversée et ressemble un peu à un négatif de photographie, avec apparition de traces de retour en « super-blanc ». Il suffit d'ailleurs, dans ce cas, d'inverser le sens de la diode pour que tout rentre dans l'ordre.

Nous n'analyserons pas toutes les nombreuses possibilités qui peuvent se présenter. Le plus souvent — presque toujours — le tube-images est modulé par la cathode (on diminue ainsi la capacité de sortie de l'amplificateur vidéo), de sorte que les signaux doivent se présenter en polarité négative (un blanc correspondant à une diminution de tension). Le dernier étage vidéo produisant toujours une inversion de phase (montage à émetteur commun), il faut que le signal arrive sur son électrode de commande en polarité positive. En remontant ainsi, étage par étage, l'amplificateur vidéo ou l'amplificateur de luminance, on peut déterminer le sens de branchement de la diode. Il faut se souvenir que les montages à base commune restituent les signaux sans modifier le sens de la phase.

Enfin, il faut évidemment tenir compte du sens de la modulation du système reçu, les résultats étant inversés selon que la modulation est positive ou négative.

2-2. — *AMPLIFICATEUR VIDÉO A TUBE*

Etant donné que la capacité parasite d'anode joue un rôle très important dans la limitation du côté des fréquences élevées, il est bien évident que le choix d'un tube doit être guidé, avant tout, par le souci d'avoir une capacité de sortie aussi faible que possible, ou, ce qui revient au même, un facteur de mérite élevé. Nous rappelons que le facteur de mérite d'un tube est le produit « gain × bande » dans lequel interviennent la pente du tube et sa capacité de sortie.

D'autre part, on prendra toutes les précautions nécessaires pour réduire au minimum la capacité de câblage.

Malheureusement, la liaison entre l'étage vidéo et le tube-images est nécessairement longue. Afin de ne pas augmenter sa capacité, il faudra éliminer tout ce qui est câble blindé ou fils torsadés, et effectuer cette liaison à l'aide d'un simple fil de câblage que l'on fera aussi court que possible et que l'on éloignera des masses métalliques.

D'autre part, on modulera le tube-images par sa cathode, ce qui nous fera encore gagner quelques picofarads.

Cependant, quoi que l'on fasse, on sera obligé d'utiliser des circuits de correction tels que ceux étudiés au précédent chapitre (*cf.* chap. 20, § 20-2).

Un second facteur intervenant dans le choix du tube à utiliser est celui de la puissance. En effet, étant donné que pour obtenir le gain nécessaire, il faut utiliser une résistance de charge faible, le tube doit être capable de débiter une intensité importante afin d'obtenir les variations de tension nécessaires. Par exemple, si la résistance de charge est de 2000 Ω, il faut que le courant varie de 30 mA pour obtenir des variations de tension de 60 V sur la plaque. On est conduit paradoxalement à choisir un tube de puissance alors que l'étage vidéo est un amplificateur de tension.

Aux premiers temps de la télévision, il était difficile de réaliser des amplificateurs vidéo à grand gain avec un seul tube, les pentes étant à peine suffisantes. Avec l'apparition de tubes tel que la pentode EL 183, dont la pente atteint 25 mA/V, on a pu simplifier l'amplificateur vidéo à l'extrême.

Lorsqu'il se compose de deux étages, cela pose quelques problèmes de réalisation. En effet, chaque étage doit avoir une bande passante plus large que la bande vidéo globale et le dépassement par étage doit être aussi réduit que possible. Toutes ces exigences résultent du fait que les temps de montée — que nous définirons plus loin — s'ajoutent quadratiquement, selon la relation

$$\tau = \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2 + \tau_3^2 \ldots \tau_n^2}.$$

Nous savons que le temps de montée est étroitement lié à la bande (en fait, il constitue une seconde représentation d'une même notion), de sorte que celui de chacun des amplificateurs doit être réduit au minimum possible. L'étude de l'amplificateur vidéo devient alors très difficile.

Avec les tubes actuels, les calculs deviennent très simples et « coulent de source ». Connaissant le gain désiré, il suffit de déterminer la résistance de charge. Il faut ensuite estimer la capacité parasite de sortie et calculer la bande passante de l'amplificateur. On adopte un système de correction tel que la bande passante soit élargie à 10 MHz, et on choisit le point de fonctionnement du tube de façon à profiter du maximum de dynamique (fonctionnement proche de la classe B). On fait ensuite les vérifications nécessaires en ce qui concerne la dissipation (tracé de la droite de charge) et l'on passe au vrai travail, à savoir l'expérimentation.

Le schéma de la figure 21-13 — tiré d'un récepteur *Schneider* — est un excellent exemple de la technique actuelle. La liaison détection-vidéo s'effectue par une double cellule de correction. Dans le circuit d'anode on

trouve également un système de correction mixte. Notons que la liaison vers la cathode du tube-images est faite par l'intermédiaire d'une diode montée en dispositif antiparasites. Nous nous occuperons de ces circuits dans le chapitre réservé aux circuits annexes. De même, on voit, dans le circuit d'anode, une résistance de 4,7 kΩ allant « vers la séparatrice », étage que nous étudierons dans un prochain chapitre. Le réglage de « lumière » a été ici simplifié. La résistance dont la valeur n'est pas indiquée est, en réalité, composée de plusieurs résistances formant un pont diviseur, avec condensateur de découplage, réseau assimilable à une cellule de filtrage. On polarise ainsi plus ou moins le wehnelt.

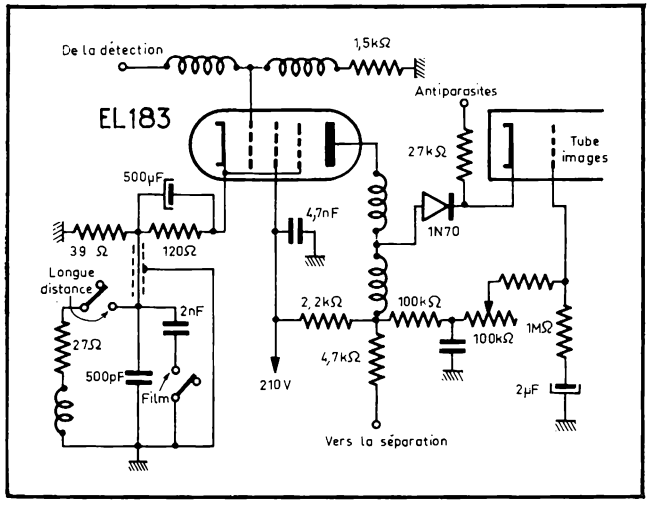


Fig. 21-13. — Schéma classique d'un amplificateur vidéo à tube.

Le circuit de polarisation de cathode est constitué par un ensemble RC avec une contre-réaction partielle d'intensité (une portion seulement de la résistance globale du circuit de cathode est découplée) et un ensemble de correction par contre-réaction sélective. Sur la position « longue-distance », on met en circuit une cellule LC défavorisant les fréquences élevées, ce qui atténue le souffle ou, plus précisément, le rend moins visible. Notons que l'on perd ainsi un peu les détails fins de l'image, ce qui n'a absolument pas d'importance puisque, de toutes façons, ils sont perdus dans le souffle.

Sur la position « Film », on réduit la contre-réaction d'intensité de façon que les fréquences élevées du spectre soient légèrement favorisées par rapport aux fréquences basses. Il en résulte une légère suroscillation qui accentue les contours de l'image et en améliore quelque peu la qualité, dans le cas où celle-ci est déficiente du fait des caractéristiques imparfaites du système de l'analyse à l'émission. Toutes ces corrections ont des effets très limités.

2-3. — *AMPLIFICATEUR VIDÉO A TRANSISTORS*

L'étude d'un amplificateur vidéo transistorisé est plus complexe que celle de son homologue à tubes. Les paramètres des transistors varient en fonction de la température, du courant de collecteur, de la fréquence, toutes choses qui font qu'il est difficile de dire *a priori* comment va se comporter un amplificateur dans des conditions différentes de celles établies par le calcul.

Cette « loi générale » pour les transistors prend ici toute sa signification, car le transistor fonctionne dans des conditions contraires à sa nature. En effet, on lui demande de fournir une puissance relativement élevée (un ou plusieurs watts) dans une très large gamme de fréquences. La puissance dissipée provoque une certaine élévation de température, les fréquences varient de 0 à 10 MHz; le courant de collecteur de zéro à plusieurs dizaines de milliampères. Et pour ajouter à la difficulté, le transistor, qui aime les variations de tension faibles, subit des variations de l'ordre de 0 à 80 V ou même plus. Toutes ces considérations de puissance, fréquence, tension, etc., guident le choix du type de transistor. On tiendra compte :

1. — *De la tension maximale appliquée entre l'émetteur et le collecteur,* qui est variable suivant le tube-images à commander ;

2. — *De la dissipation,* qui peut être de plusieurs watts (entre 1 et 3 W) ;

3. — *De la fréquence de coupure* propre au transistor ou de sa fréquence de transition (c'est-à-dire la fréquence pour laquelle le gain en courant est égal à 1 en montage émetteur commun). La fréquence de transition doit être une dizaine de fois plus élevée que la fréquence de coupure de l'amplificateur ; c'est dire que pour le 819 lignes la fréquence de transition devrait être supérieure à 100 MHz. De cette façon, le transistor n'intervient pas dans la réduction de la bande.

Pendant longtemps, on s'est heurté au problème de la tenue en tension. Il était relativement facile, pour les spécialistes des semi-conducteurs, de réaliser des transistors supportant la dissipation exigée et dont la fréquence de transition fût assez élevée ; mais pour faire travailler le transistor aux fréquences élevées il faut réduire l'épaisseur des jonctions, de sorte que la tension de claquage diminue rapidement. Ces difficultés ont été surmontées grâce, notamment, aux transistors au silicium traités selon la technique « planar » à double diffusion.

L'étude d'un amplificateur reste néanmoins assez délicate. Pour limiter la dissipation à un strict minimum nous ferons travailler le transistor en classe B, ce qui a pour inconvénient de faire varier ses paramètres. Nous emploierons également un radiateur, ce qui augmente malheureusement la capacité parasite.

Nous serons pratiquement obligés de choisir le montage à émetteur commun avec commande en tension. Ce genre de commande est un inconvénient avec les transistors, car il conduit à utiliser des caractéristiques peu linéaires, de sorte que nous serons obligés de prévoir des dispositifs de linéarisation. Quant à la commande par courant, son principal inconvénient est de réduire la bande passante, et c'est pour cette raison surtout que nous choisirons une commande par tension.

L'impédance d'entrée d'un tel étage, relativement faible, pourrait perturber le fonctionnement de l'étage de détection. On sera obligé d'insérer entre cet étage et l'amplificateur vidéo proprement dit un étage adaptateur d'impédances, réalisé sous la forme d'un montage à collecteur commun.

Donc, en règle générale, un amplificateur vidéo à transistors comporte au moins deux étages, alors que son homologue à tube n'en a qu'un. Il existe une autre différence qui concerne le réglage de contraste. Nous l'avons déjà dit, selon que la lumière ambiante est plus ou moins importante, l'image doit être plus ou moins contrastée. D'autre part, étant donné les dispersions des tensions d'extinction des tubes-images, il faut pouvoir régler les tensions d'attaque de l'amplificateur vidéo. On y parviendra grâce au réglage du contraste.

Avec les amplificateurs vidéo à tube, ce réglage s'effectue avant la détection. En effet, le niveau détecté peut atteindre 5 à 6 V. On peut réduire alors

la tension détectée à 1 V sans que la qualité de l'image en souffre. Le contraste est alors au minimum.

Il n'en va pas de même avec les transistors, car la tension détectée ne dépasse guère 3 V. Si l'on gardait la même plage de réglage, la tension détectée pourrait descendre à 0,5 V ou moins, et alors on travaillerait dans les régions coudées de la caractéristique du détecteur, ce qui entraînerait des distorsions, comme nous l'avons précisé dans le chapitre 20. Le réglage de contraste est donc placé après détection, habituellement entre l'étage adaptateur et l'étage amplificateur.

2-4. — *DISPOSITIONS PARTICULIÈRES POUR LA TVC AMPLIFICATEUR DE LUMINANCE*

L'amplificateur vidéo d'un téléviseur trichrome diffère peu, dans son principe, de celui d'un téléviseur noir et blanc, ce qui est d'ailleurs normal, puisque le système de TVC doit être compatible. Cela revient à dire que le signal de luminance — qui est ici synonyme de signal vidéo — doit être intégralement transmis et sans aucune déformation, de façon que les récepteurs noir et blanc puissent recevoir, en noir et blanc, les émissions transmises en couleurs. Il existe cependant deux différences marquées entre un amplificateur de luminance et un amplificateur vidéo, différences qui vont avoir pour effet une complication de structure de l'amplificateur.

Notons auparavant qu'il ne sera pas nécessaire de prévoir une bande aussi large qu'en TV noir-blanc, puisque le tube trichrome a une définition assez limitée de par son masque. La bande nécessaire sera de l'ordre de 5 à 6 MHz seulement pour le 625 lignes, puisque le tube a une « définition » de l'ordre de 500 à 600 points.

2-4-1. — *Nécessité d'une ligne à retard*

On se souvient que l'image obtenue sur l'écran d'un tube trichrome est une combinaison des signaux de luminance et de ceux de chrominance. Il faut, par conséquent, que ces signaux parviennent exactement au même moment sur les électrodes. Or, l'amplificateur de luminance est un amplificateur à large bande, tandis que les amplificateurs de chrominance — que nous étudierons ultérieurement — sont des amplificateurs à bande relativement étroite (1 MHz). Supposons que le temps de montée de l'amplificateur de luminance soit de l'ordre de 0,2 μs; le temps de montée des voies de chrominance d'environ 1 μs et le temps de retard de groupe d'environ 0,3 μs. Les signaux de chrominance ont, dans ces conditions, un retard de

$$t = \frac{1 - 0{,}2}{2} + 0{,}3 = 0{,}7 \ \mu\text{s}.$$

Le temps de retard de groupe représente ici le retard que les signaux de chrominance subissent par rapport au signal de luminance pendant la transmission jusqu'à l'étage de détection du téléviseur. Il n'y aurait donc pas coïncidence entre les signaux de chrominance et ceux de luminance si l'on n'incorporait pas une ligne à retard dans l'amplificateur. Cette ligne est simplement constituée par un bout de câble spécial convenablement dimensionné. Elle pose cependant quelques problèmes d'adaptation, assez faciles à résoudre, du reste, en utilisant des transformateurs. Nous verrons dans le paragraphe consacré aux réalisations comment cette ligne à retard est insérée dans l'amplificateur.

La ligne elle-même est réalisée suivant le schéma de la figure 21-14*a*, et dans cette même figure, en *b*, se trouve représenté son schéma équivalent. On

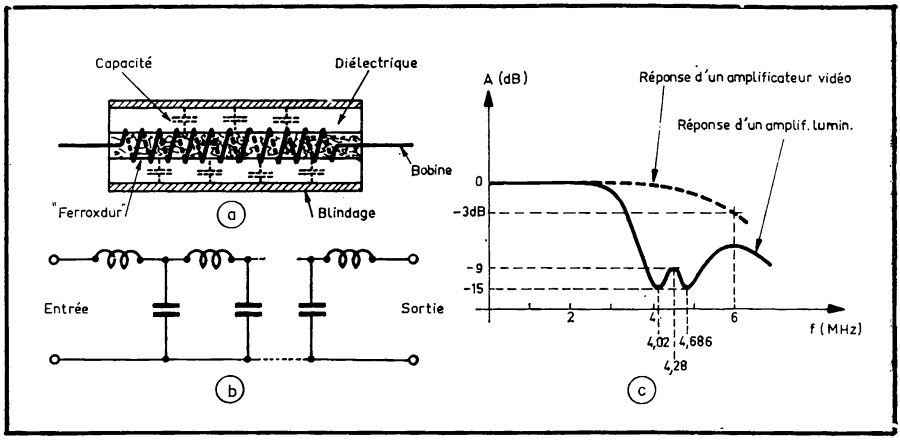


Fig. 21-14. — Structure d'une ligne à retard utilisée dans l'amplificateur de luminance (**a**) et son schéma équivalent (**b**). En **c**, courbe de réponse d'un amplificateur de luminance équipé d'une trappe de sous-porteuse de chrominance.

voit qu'elle est assimilable à une succession de réseaux LC qui introduisent, chacun, un léger retard. Ce retard entre l'entrée et la sortie est d'autant plus grand que le nombre de cellules est important.

Une ligne à retard est une ligne à constantes réparties, ce qui veut dire que chaque portion infiniment petite représente une cellule LC. Ainsi, le retard est simplement fonction de la longueur de la ligne.

De nouvelles lignes, de structure plus simple que celle de la figure 21-14, sont maintenant utilisées. Elles sont constituées par un tube de céramique argenté à l'intérieur, autour duquel est bobinée l'inductance, protégée elle-même par un isolant.

Enfin, il faut remarquer que tous les récepteurs trichromes, qu'ils soient *N.T.S.C.*, *PAL* ou *SECAM*, doivent être équipés de cette ligne, et que le retard que l'on doit apporter aux informations de luminance est fonction des bandes passantes des amplificateurs de chrominance et de luminance.

2-4-2. — *Nécessité d'une trappe de sous-porteuse*

Si les systèmes de télévision en couleurs étaient parfaitement compatibles, il n'y aurait pas besoin de trappes de sous-porteuse. Or, on sait qu'aucun des systèmes de TVC n'est parfaitement compatible. En *N.T.S.C.* ou en *PAL*, la présence de bandes latérales introduit des erreurs colorimétriques par désaturation, mais ces erreurs restent faibles, puisque ces systèmes sont proches de la compatibilité parfaite. Une simple trappe, centrée sur la fréquence de la sous-porteuse, suffit, et elle élimine les bandes latérales représentant les grandes plages colorées et dont les énergies sont concentrées autour de la sous-porteuse. Cette trappe n'atténue pratiquement pas les bandes latérales de fréquence relativement élevée. En effet, pour que celles-ci produisent une désaturation, il faudrait que l'on soit en présence de transitions brutales de plages fortement saturées. Les bandes latérales auraient alors une amplitude maximale, et par l'effet de détection du tube-images (effet dû à la non-linéarité), provoqueraient une diminution de la saturation. En pratique, ces transitions touchant des couleurs très saturées ne se produisent pas.

En *SECAM*, les sous-porteuses sont continuellement transmises et ne s'annulent jamais. La modulation de chrominance est faite en fréquence et

en amplitude (courbe en cloche). Ici encore, la présence des sous-porteuses pourrait introduire des erreurs colorimétriques par désaturation, et il sera préférable d'utiliser une trappe qui doit être plus large que celle utilisée en *N.T.S.C.* ou *PAL.* La courbe de réponse d'un amplificateur de luminance est celle de la figure 21-14*c*. La « trappe » doit provoquer une réjection plus large du fait que les deux sous-porteuses de chrominance, éloignées de 156 kHz environ, ont des déviations de fréquence de 250 et 230 kHz. Les fréquences où l'atténuation doit être maximale sont indiquées sur la même figure. Ainsi, pour D'_B, la fréquence de sous-porteuse est 4,25 MHz et la déviation nominale de 230 kHz, ce qui donne $4{,}25 - 0{,}23 = 4{,}02$ MHz. L'atténuation est ici de — 15 dB. Notons que ces chiffres sont ceux d'un décodeur professionnel pour lequel on exige une qualité évidemment plus grande que celle des appareils du type « grand public ».

Les trappes de sous-porteuse sont analogues, par leur structure et par leur effet, à des réjecteurs son, mais elles ont, bien entendu, une action beaucoup moins brutale. Comme pour les réjecteurs son, on peut agir par contre-réaction sélective, ou par absorption à l'aide d'un circuit couplé à l'amplificateur de luminance.

3. — Réponse de l'amplificateur vidéo aux transitoires

Jusqu'à présent, nous n'avons étudié le comportement des amplificateurs qu'en présence de signaux sinusoïdaux, où il était tenu compte des réponses en fréquence et en phase d'un amplificateur pour en déterminer la « qualité ».

Or, un amplificateur vidéo n'est jamais attaqué par des signaux sinusoïdaux, mais, au contraire, par des signaux complexes plus ou moins périodiques; il est donc intéressant de connaître son comportement à l'égard de ces derniers, plutôt qu'à l'égard des autres. Il faut d'ailleurs remarquer que les deux méthodes doivent nécessairement conduire aux mêmes résultats, puisque les signaux périodiques, on le sait, sont des signaux décomposables en série de Fourier, c'est-à-dire constitués par une certaine quantité de signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont multiples d'une certaine fréquence dite « fondamentale ». Mais l'étude de la réponse d'un amplificateur aux transitoires a un intérêt certain sur le plan pratique, car elle permet de déterminer expérimentalement la qualité d'un amplificateur avec une grande rapidité, comme nous le verrons.

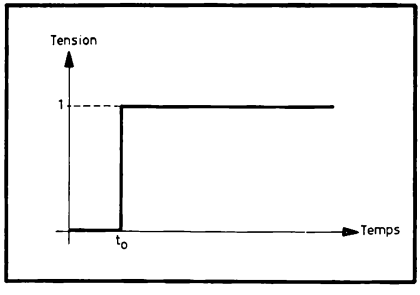


Fig. 21-15. — Représentation théorique de l'échelon unité remplacé en pratique par un signal rectangulaire à faible fréquence de récurrence.

Théoriquement, l'étude d'un amplificateur se fait alors à partir de l'échelon unité, représenté dans la figure 21-15, et défini comme étant un signal de valeur nulle pour un temps $t \leqslant t_0$ et de valeur relative « un » pour un temps

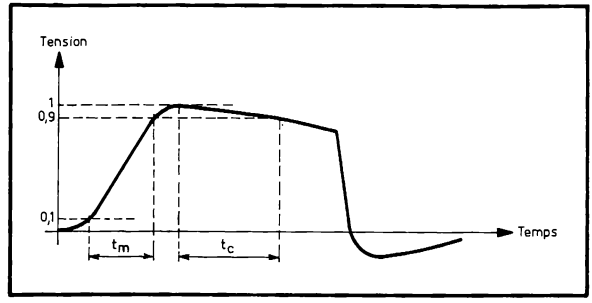


Fig. 21-16. — Représentation d'un signal rectangulaire déformé après son passage dans un amplificateur faisant apparaître un temps de montée t_m.

$t \geqslant t_0$, mais cette étude fait appel à des notions de mathématiques dépassant largement le cadre de cet ouvrage. Pratiquement, l'échelon unité est remplacé par un signal rectangulaire et la qualité de l'amplificateur est déterminée grâce aux déformations que présente ce signal à la sortie.

Quelques définitions sont intéressantes à connaître :

Temps de montée (t_m). — C'est une des notions qui revient le plus souvent et que nous avons déjà eu l'occasion de rencontrer. Le temps de montée est défini comme étant le temps nécessaire pour qu'une transition passe de 10 à 90 % de sa valeur maximale. Il correspond, en fait, au temps de charge de la capacité de sortie de l'amplificateur. On sait qu'un circuit RC se charge d'autant plus vite que sa constante de temps θ (c'est-à-dire le produit RC) est plus petite. Au temps $t = \theta = RC$, le condensateur a atteint à peu près les deux tiers de sa charge; au temps $t = 5\ \theta$ le condensateur est *pratiquement* chargé. On peut démontrer que le temps de montée (t_m) d'un amplificateur non corrigé est

$$t_m = 2{,}2\ RC,$$

où R est la résistance de charge et C la capacité de sortie. Le temps de montée est lié à la réponse aux fréquences élevées, puisque la fréquence de coupure d'un amplificateur est $f_c = 1/2\pi RC$. On peut ainsi exprimer la bande passante en fonction du temps de montée, en admettant que la fréquence de coupure supérieure représente la bande de l'amplificateur vidéo $B = 0{,}35/t_m$. Remarquons que, très souvent, le temps de montée est représenté par la lettre grecque τ que nous avons réservée ici pour le temps de transmission en phase.

Temps de chute (t_c). — On utilise moins souvent cette notion, qui est définie comme étant le temps nécessaire pour que la tension devienne égale à 90 % de sa valeur maximale. On dit aussi « affaissement ». Le temps de chute ou l'affaissement est dû aux condensateurs de liaison et à ceux de découplage. C'est dire qu'il est lié à la réponse aux fréquences basses.

Le temps de montée et le temps de chute sont définis graphiquement dans la figure 21-16.

Mais un signal peut subir d'autres déformations, bien entendu.

Dépassement. — Le dépassement est un phénomène de suroscillation que l'on a déjà rencontré dans l'étude des circuits de correction (*cf.* chap. 20, § 2-1-1). Le taux de dépassement est défini comme étant le rapport de la différence entre la tension maximale et la tension « unité » et de cette même tension unité. Avec les notations de la figure 21-17, le taux de dépassement s'exprime, en pour cent, par

$$d = \frac{V_m - V_u}{V_u} \times 100.$$

Un dépassement peut se traduire soit par une onde amortie, soit par un mouvement d'oscillation, comme nous l'avons montré dans la figure 21-17. Le temps de dépassement est représenté par la durée de la première alternance; la pseudo-période est la période de l'oscillation. Un dépassement est dû à des circuits de correction trop « efficaces », c'est-à-dire présentant des coefficients de surtension trop élevés.

L'intérêt de ces notions est qu'elles permettent de se rendre compte très rapidement du comportement d'un amplificateur. Il suffit, en effet, d'injecter des signaux rectangulaires à l'entrée de l'amplificateur et de les examiner, à la sortie, à l'aide d'un oscilloscope. Suivant les déformations, on pourra « voir » la qualité de l'amplificateur. Mais il faut remarquer que les signaux à l'entrée et l'oscilloscope utilisé doivent avoir des caractéristiques supérieures à celles présumées de l'amplificateur. Autrement dit, ils doivent avoir des temps de montée et des temps de chute beaucoup plus faibles que ceux de l'amplificateur pour pouvoir faire des mesures correctes. Ainsi, un oscilloscope ayant une bande passante de 10 MHz ne peut convenir. En effet, son temps de montée est de $t_m = 0{,}35/10.10^6 = 35$ ns. Si celui de l'amplificateur est également de 35 ns, les temps de montée s'ajoutant quadratiquement, on a

$$t_m = \sqrt{35^2 + 35^2} \# 50 \text{ ns.}$$

La bande passante de l'ensemble amplificateur-oscilloscope se trouve ainsi réduite à 7 MHz. Avec une bande passante de 20 MHz pour l'oscilloscope, on obtiendrait un temps de montée global d'environ 37 ns. Comme le signal rectangulaire n'a lui-même pas les caractéristiques idéales, on voit que pour faire de bonnes mesures, il faut utiliser des appareils ayant de bonnes performances.

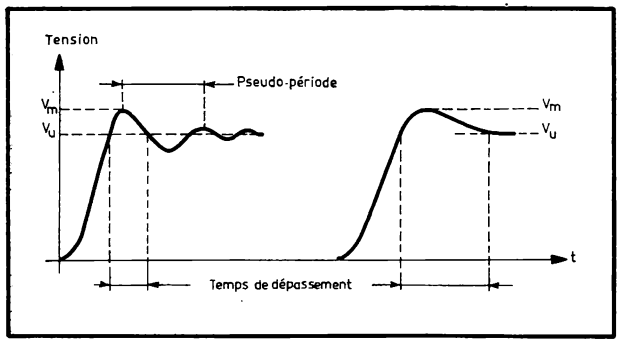


Fig. 21-17. — Phénomènes de suroscillation faisant apparaître un dépassement sur un signal rectangulaire déformé.

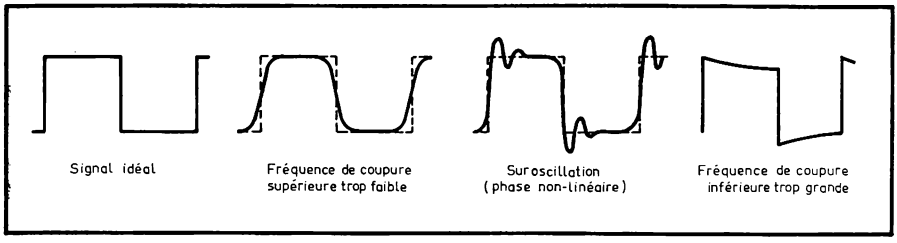


Fig. 21-18. — Quelques déformations d'un signal rectangulaire après son passage dans un amplificateur imparfait.

La figure 21-18 représente quelques déformations de signaux dues à des défauts divers, qui ont d'ailleurs été exagérés à dessein pour bien montrer le sens du phénomène. Ces défauts peuvent évidemment se combiner entre eux et donner lieu à d'autres déformations.

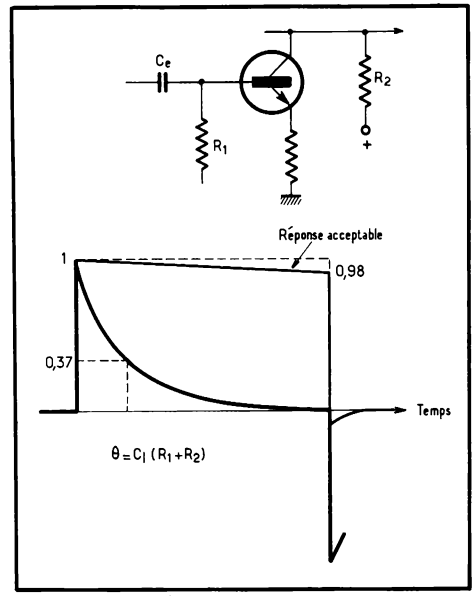


Fig. 21-19. — Lorsque la fréquence de coupure inférieure est trop grande, l'amplificateur différencie les signaux rectangulaires.

A titre d'exemple, nous allons analyser l'effet du déphasage introduit par une fréquence de coupure inférieure trop grande ($f_c = 50$ Hz), correspondant à un décalage de 2,5 ms par rapport aux fréquences moyennes. Supposons que nous injections à l'entrée de l'amplificateur vidéo un signal rectangulaire de 20 ms, c'est-à-dire de la durée d'une trame. Ce signal correspond à une trame blanche. On peut calculer la constante de temps du circuit de liaison (pour simplifier nous admettrons que les condensateurs de découplage remplissent parfaitement leur rôle) :

$$C_1 (R_1 + R_2) = \frac{1}{2 \pi f_c} = 3 \text{ ms.}$$

Cette constante de temps signifie qu'au bout de 3 ms le condensateur aura perdu environ les deux tiers de sa charge et qu'il sera complètement déchargé au bout de $5 \times 3 = 15$ ms. Ainsi, l'image est blanche en haut puis passe rapidement au gris foncé et devient complètement noire en bas. La réponse obtenue est celle de la figure 21-19, dans laquelle nous reconnaîtrons celle d'un circuit différentiateur, dont il sera question plus loin. Il faut que la constante de temps soit beaucoup plus grande que la durée du signal rectangulaire pour que la forme idéale soit à peu près respectée. Avec une constante de temps égale à cinq fois la durée du signal, soit 100 ms (ce qui correspond à une fréquence de coupure d'environ 1,6 Hz), la réponse devient acceptable, la chute étant de 2 % environ.

4. — Restitution de la composante continue

Lorsqu'un condensateur est traversé par un signal composé d'une tension continue et d'une tension alternative, il supprime la composante continue, et seule la composante alternative est présente à la sortie du circuit.

Nous allons expliquer ce phénomène à l'aide de la figure 21-20. Une source de tension sinusoïdale, par exemple, est connectée en série avec une batterie de piles fournissant une tension continue que nous appellerons, par la suite, « composante continue ». La variation de la tension recueillie aux bornes de la résistance, à partir de l'instant de la mise sous tension du circuit, présente l'allure de la figure *c*, et constitue la somme, à tout instant, de la tension sinusoïdale ($v_s = V \sin \omega t$) et de la d.d.p. aux bornes de la résistance, due au courant de charge du condensateur. Lorsque le condensateur est complètement chargé, tout se passe comme si on connectait, en opposition avec la batterie de piles, une autre source de tension continue de valeur égale à celle de la batterie (fig. 21-20*d*). La différence de potentiel aux bornes de la résistance varie, après un certain temps correspondant au temps de charge du condensateur, suivant le rythme de la tension sinusoïdale, autour de zéro. La composante continue est supprimée.

D'autre part les signaux obtenus à la sortie sont répartis autour de leur *valeur moyenne*. Rappelons qu'on définit la valeur moyenne comme étant celle qui partage un signal alternatif en *deux surfaces égales*. Pour une tension sinusoïdale, on a $V_m = 0$; pour une tension périodique quelconque, V_m est

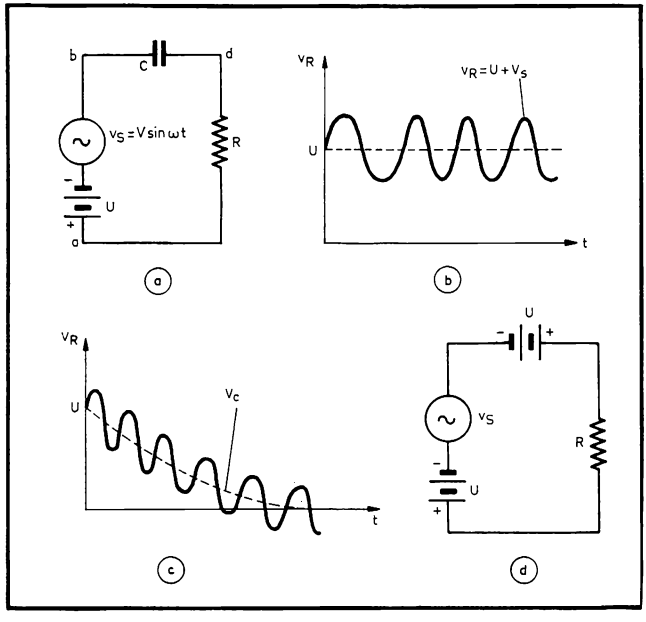


Fig. 21-20. — La somme d'une tension continue et d'une tension sinusoïdale produit aux bornes d'une résistance R les variations illustrées en **b**; mais si l'on interpose entre les sources et la résistance un condensateur C, la tension aux bornes de R varie de la façon indiquée en **c** à cause de la charge du condensateur, ce qui a pour effet d'annuler la tension continue. La courbe notée v_c est la d.d.p. aux bornes de la résistance due au courant de charge ($v_c = Ri_c$).

dans la plupart des cas différent de zéro. Si la source de tension alternative produit des signaux tels que ceux représentés dans figure 21-21, les tensions recueillies aux bornes de la résistance fluctueront autour de leur valeur moyenne. Ce phénomène peut être gênant en télévision et, théoriquement, il ne devrait pas y être admis. Nous verrons que la pratique contredit, ici, la théorie.

4-1. — *COMPOSANTE CONTINUE EN TV NOIR ET BLANC*

En effet, appliquons les signaux de la figure 21-21*a*, à la cathode d'un tube-images à travers un réseau RC; les signaux se répartissent autour de leur valeur moyenne, dè la façon indiquée en *b*, en supposant que le réglage

de lumière est tel qu'il correspond au « fond » du signal A. On voit que le signal B est mal reproduit (le blanc est devenu gris). Inversement, si le réglage de lumière correspond au « fond » du signal B, le signal A est mal reproduit. On constate qu'il manque, dans tous les cas, le *niveau de référence* indiquant le « fond » des impulsions de synchronisation. Et cette absence de référence correspond, précisément, à l'absence de la composante continue.

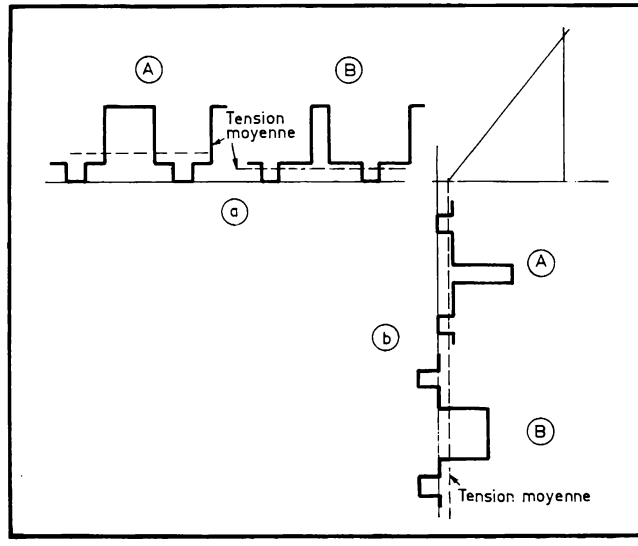


Fig. 21-21. — La tension moyenne partageant en deux surfaces égales les signaux alternatifs dépend, en conséquence, de la forme de ceux-ci.

Mais il faut remarquer que la restitution de la composante continue n'est pas toujours souhaitable. Si les tensions de modulation varient dans de très grandes proportions, et si la composante continue est présente, la luminosité de l'image varie, elle aussi, largement. C'est une cause de fatigue visuelle

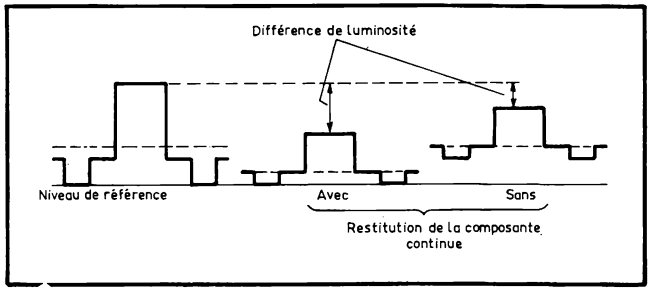


Fig. 21-22. — Lorsque les différences de luminosité sont très grandes, il peut être préférable de supprimer la composante continue mais on perd alors certains effets voulus par les réalisateurs.

assez désagréable. Dans ce cas, la suppression de la composante continue peut être bénéfique. En effet, les signaux de modulation se répartiront autour de leur tension moyenne, ce qui atténuera les trop grandes variations de luminosité (fig. 21-22).

Aussi, en dépit de la théorie, les constructeurs ne prévoient pas toujours, sur les téléviseurs en noir et blanc du moins, de dispositifs restituant la composante continue.

4-2. — *NÉCESSITÉ DE LA RESTITUTION DE LA COMPOSANTE CONTINUE EN TVC*

Nous allons nous aider des graphiques de la figure 21-23 pour montrer la nécessité de transmettre la composante continue en TVC. Nous ne reproduisons dans ces graphiques que la moitié de la mire de barres, par souci de simplification.

Les signaux R, B, V (à gauche dans la figure) sont retranchés du signal de luminance Y (en haut au centre) et l'on obtient les signaux de chrominance (V — Y), (B — Y) et (R — Y) de la colonne du centre. L'addition de ces trois signaux et du signal de luminance redonne, évidemment, les signaux primitifs R, V, B, *à condition que le signal de luminance n'ait pas varié*. En effet, supposons que, pour une raison quelconque, Y ait diminué de 80 % (en haut, à droite). Le nouveau signal de luminance est alors Y′. Les signaux de chrominance n'ayant pas varié, l'addition de ces derniers et de Y′ ne donne plus les signaux primitifs R, V, B. La saturation n'est plus correcte et les teintes ont varié. Il faut noter que les parties hachurées des nouveaux signaux R, B (parties négatives) sont sans influence sur le résultat final, puisqu'elles correspondent à l'extinction.

On conçoit maintenant l'utilité de la transmission ou de la restitution de la composante continue en TVC. En tenant le même raisonnement, on pourrait montrer qu'il est également nécessaire de fixer un niveau de référence pour les amplificateurs de chrominance. En pratique, on le fait pas toujours, car les variations de teinte sont minimes.

Le problème n'est d'ailleurs pas le même selon que l'on considère l'amplificateur de luminance ou ceux de chrominance : dans le premier cas, les erreurs, en l'absence de composante continue, sont dues à la forme du signal lui-même, alors que, dans le deuxième cas, il existe un niveau de référence (c'est le point de fonctionnement des amplificateurs de chrominance) qui peut varier pour des raisons indépendantes des signaux (variations dues à la température, à des glissements des discriminateurs de voies, etc.). Comme nous l'avons dit, ces variations restent suffisamment faibles pour qu'on puisse les négliger.

4-3. — *LES PROCÉDÉS DE RESTITUTION*

4-3-1. — *Liaison directe*

Il est bien évident que si l'on supprime le condensateur de liaison entre la sortie de l'étage vidéo et la cathode du tube-images, la composante continue sera présente sur cette dernière (fig. 21-24*a*). La liaison directe présente positif élevé, ce qui rend nécessaire l'application d'une tension positive encore plus élevée sur l'anode d'accélération. D'autre part, le condensateur C_c présente une impédance assez grande pour les variations lentes du signal, de sorte qu'il se produit une chute de tension dans R_c. Celle-ci s'ajoute à la composante moyenne. Pour une image très blanche, le courant moyen de sortie est relativement faible, et la chute de tension aux bornes de R_c n'est pas importante. Le signal se situera donc vers la droite du point de fonctionnement du tube-images, ce qui veut dire que les blancs seront « saturés ». Si l'image blanche est remplacée par une image grise ou noire, le courant moyen de sortie augmente, et la chute de tension dans R_c augmente également. Le signal se déplace vers la gauche du point de fonctionnement et les gris tendent vers le noir.

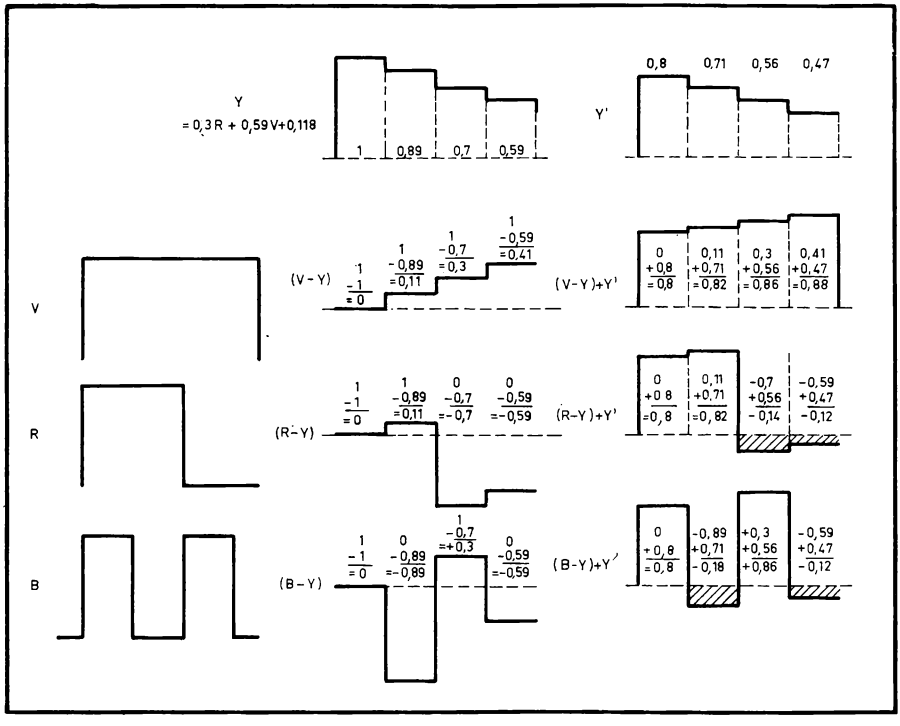


Fig. 21-23. — La mire de barres est obtenue par l'addition des signaux R, V, B, ce qui donne un signal de luminance Y décroissant par paliers successifs. La forme des signaux de chrominance est indiquée au milieu de la figure. Si le signal de luminance varie, par exemple à la suite de la suppression de la composante continue (ici, par souci de simplification, nous avons appliqué la même variation à chaque palier du signal de luminance ce qui n'est pas conforme à la réalité), les signaux R, V, B, ne sont pas correctement reproduits.

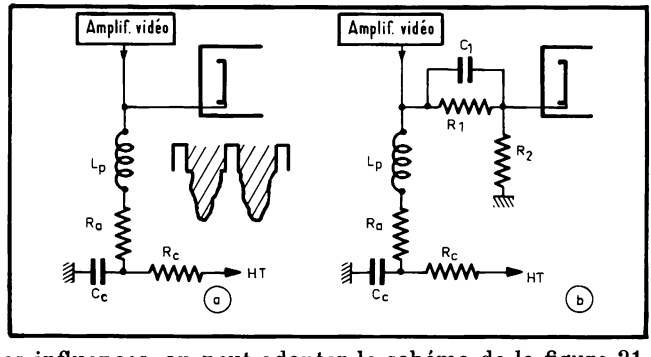


Fig. 21-24. — Deux modes de liaison directe ne supprimant pas la composante continue.

Pour combattre ces influences, on peut adopter le schéma de la figure 21-24*b*, dans lequel la liaison est réalisée à l'aide d'un diviseur de tension R_1-R_2. Le condensateur C_1 doit avoir une capacité faible pour laisser passer, avec un minimum d'atténuation, les fréquences les plus élevées. Néanmoins, comme tout condensateur de liaison, il réduit sensiblement le gain aux fréquences basses, cette réduction étant d'ailleurs quelque peu compensée par l'ensemble R_c-C_c, dans lequel on reconnaît un circuit de correction par découplage de sortie.

4-3-2. — *Emploi d'une diode de restitution*

L'utilisation d'une diode permet de reconstituer la composante continue d'une façon simple et efficace, le schéma étant celui de la figure 21-25. Deux cas doivent être considérés :

1. — Le signal est en polarité négative : la diode doit être connectée dans le sens indiqué par la figure. C'est le cas le plus courant;
2. — Le signal est en polarité positive : ce cas se présente lorsque le tube-images est modulé par le wehnelt. La diode doit être connectée dans le sens inverse.

Le fonctionnement de ce dispositif est le suivant : le condensateur supprimant la composante continue, au point A du circuit et en l'absence de la diode, les signaux sont répartis autour de leur valeur moyenne. Lors de l'arrivée d'une alternance positive (cas de la figure) la diode devient conductrice. Comme sa résistance interne ρ est faible par rapport à R, elle constitue un véritable court-circuit pour cette résistance. Le condensateur se charge d'autant plus que le produit ρ C est plus faible. Quand l'alternance est néga-

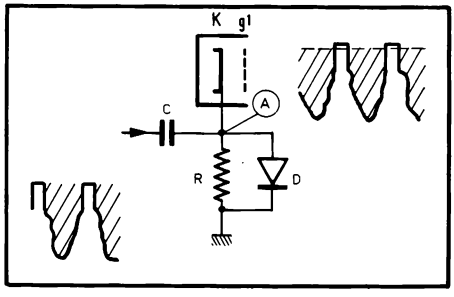
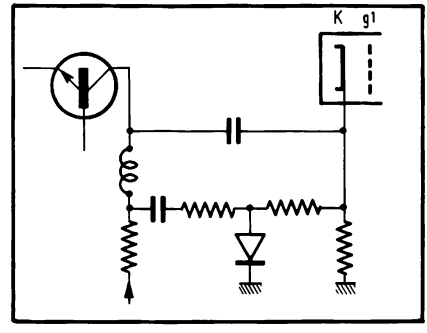


Fig. 21-26, ci-contre. — Diode de restitution de la composante continue associée à un réseau diviseur permettant de diminuer la capacité parasite par rapport au schéma de la figure 21-25.

Fig. 21-25, ci-contre. — Mode classique de restitution de la composante continue par diode.



tive, D ne conduit plus et sa résistance est grande par rapport à R; C se décharge alors dans R, mais le produit RC étant grand, le condensateur ne perd qu'une petite partie de sa charge.

Le condensateur C se charge très rapidement (quelques dizaines de lignes suffisent) et porte le potentiel de l'anode à une valeur négative correspondant aux sommets des tops de synchronisation. En réalité, à cause de la résistance interne de la diode (résistance qui n'est pas nulle), le condensateur se décharge légèrement à chaque palier.

Un des principaux inconvénients de cette méthode est d'introduire une capacité parasite supplémentaire (capacité anode-cathode de la diode) qui affecte le gain aux fréquences élevées. On peut éviter cette difficulté en alimentant la diode par un réseau diviseur à partir de la liaison bobine-résistance de charge (fig. 21-26).

4-3-3. — *Alignement au niveau du noir*

Le procédé de restitution tel que nous venons de l'analyser n'est pas satisfaisant car les signaux sont alignés sur le fond des tops de synchronisation. Il s'ensuit que si l'on retouche au réglage de contraste, le niveau du

noir varie, et il est nécessaire de réajuster la luminosité. D'autre part, si des différences de caractéristiques existent entre les diverses caméras utilisées, si la teinte de fond varie du fait d'éclairages différents, ou encore si le taux de modulation correspondant au niveau du noir est variable selon les normes des émissions reçues, il faut corriger le réglage de lumière. En d'autres termes, contraste et luminosité sont étroitement liés.

Ces inconvénients ont amené les constructeurs soit à rejeter ce mode de restitution, soit à lui préférer le procédé d'alignement au niveau du noir. Le réglage de contraste est alors indépendant du réglage de lumière. Cependant, il convient de préciser que ce procédé n'élimine pas totalement les inconvénients auxquels nous faisions allusion ci-dessus, mais il les atténue assez sensiblement (fig. 21-27).

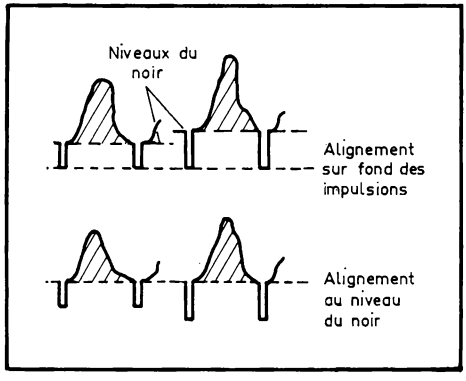


Fig. 21-27. — Il est préférable d'aligner les signaux vidéo au niveau du noir plutôt que sur le fond des impulsions de synchronisation.

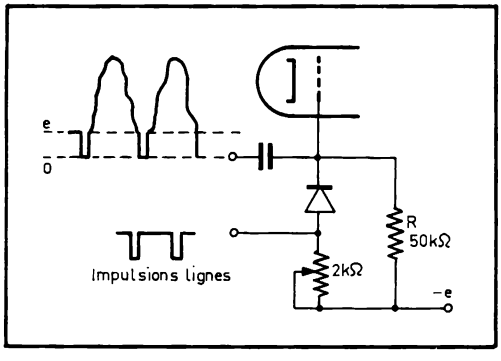


Fig. 21-28. — Mode d'alignement au niveau du noir grâce à une diode de restitution bloquée par les impulsions lignes et par le signal de modulation image. La diode n'est conductrice que pendant le niveau du noir, le condensateur de liaison se chargeant à la tension correspondant à ce niveau e.

De très nombreux montages existent qui sont connus sous le nom de *clamp* (*) (verrouillage en anglais) et qui procèdent par alignement du niveau du noir. Un des schémas les plus simples est celui de la figure 21-28, où l'on voit que la diode d'alignement reçoit des impulsions de synchronisation lignes, prélevées à la sortie de l'étage de séparation, et le signal vidéo composite. Cette diode est d'autre part polarisée par une tension continue auxiliaire.

Les impulsions lignes sont de polarité telle qu'elles bloquent la diode; autrement dit, pendant la présence de ces dernières, le condensateur sup-

(*) Notons d'ailleurs, pour la petite histoire, que clamp est un vieux mot français que nous ont emprunté les anglais et que nous avions un peu oublié.

prime la composante continue, et les tops contenus dans le signal vidéo composite se retrouvent non alignés sur la grille. Lorsque le signal vidéo est au niveau du noir, la diode devient conductrice un très court instant, de sorte que les signaux se retrouvent alignés, au niveau du noir, sur la grille. En fait, tout se passe comme si la diode était un interrupteur court-circuitant R pendant un court instant à l'apparition du niveau du noir. La tension de polarisation de la diode fixe le point de fonctionnement du tube; en la rendant variable grâce à un montage potentiométrique, elle peut servir de réglage de lumière.

Un autre montage que l'on rencontre quelquefois est celui représenté dans la figure 21-29, où les diodes D_1 et D_2 sont montées tête-bêche. On leur applique les impulsions de synchronisation lignes en provenance d'un étage déphaseur non représenté sur la figure; ces impulsions sont de polarité inverse pour chaque diode. Les condensateurs C_1 et C_2 se chargent rapidement à chaque impulsion, à travers D_1 et D_2, et se déchargent très lentement à travers R_1 et R_2 entre deux impulsions. Si C_1 et C_2 sont égaux, si D_1 et D_2

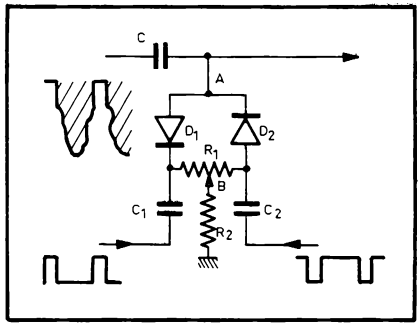


Fig. 21-29, ci-dessus. — Autre mode d'alignement au niveau du noir utilisant deux diodes débloquées par les impulsions lignes.

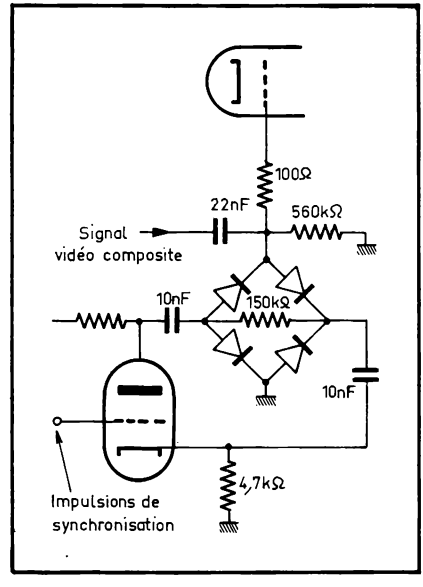


Fig. 21-30, ci-contre. — Variante du schéma de la figure 21-29. Ici les quatre diodes constituent un pont redresseur.

possèdent les mêmes caractéristiques et si le curseur de R_1 est centré, l'ensemble R_1, D_1 et D_2 constitue un pont équilibré. Le point A est donc porté au même potentiel que le point B (curseur du potentiomètre). Comme précédemment les diodes ne sont conductrices que lors du niveau du noir, et le signal vidéo s'aligne sur celui-ci. Les condensateurs C_1 et C_2, dont la charge reste pratiquement constante, constituent les sources de polarisation. En déséquilibrant le pont, autrement dit en déplaçant le curseur de R_1, on fait varier le potentiel du point A, et par suite, on peut ajuster le niveau d'alignement. Une variante de ce schéma est représentée dans la figure 21-30. Ici, le pont est composé de quatre diodes précédées d'un étage déphaseur.

Comme nous l'avons dit, il existe de nombreux autres montages; leur fonctionnement est généralement assez proche de celui des dispositifs décrit ici.

5. — Réalisations pratiques

Dans ce qui suit nous nous contenterons de décrire deux réalisations pratiques : l'une pour un téléviseur transistorisé, l'autre pour un téléviseur-couleurs. Nous avons précédemment analysé un amplificateur vidéo à tube (fig. 21-13) et nous n'y reviendrons pas.

5-1. — *AMPLIFICATEUR VIDÉO A TRANSISTORS*

Le schéma est celui de la figure 21-31. Deux transistors sont utilisés : un en montage collecteur commun, l'autre en émetteur commun. Le premier est

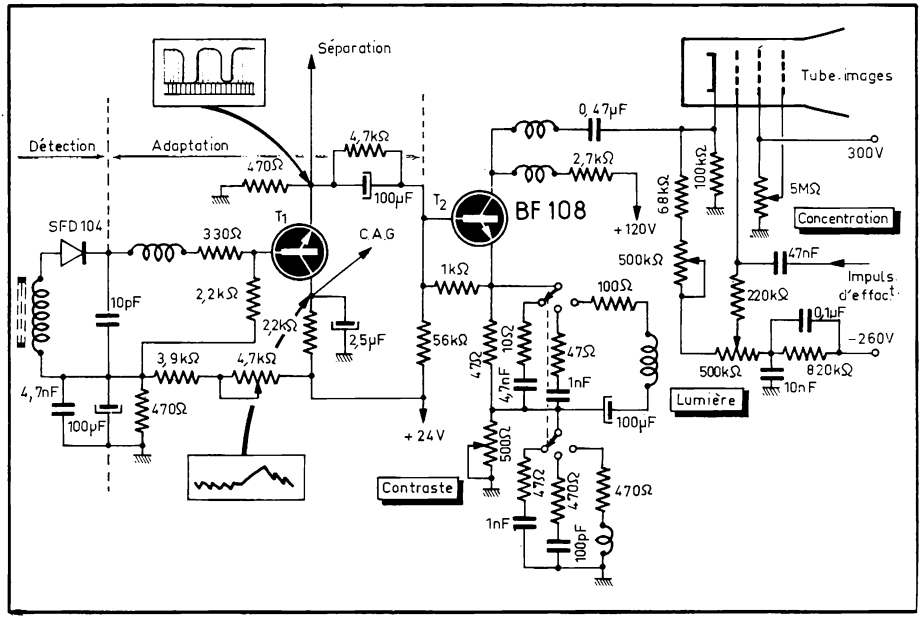


Fig. 21-31. — Schéma d'un amplificateur vidéo à transistors (Doc. **Ducretet-Thomson**).

un adaptateur d'impédances qui contribue au gain en puissance de l'ensemble, mais non au gain en tension, puisque celui-ci est légèrement inférieur à l'unité. L'attaque s'effectue dans le circuit de base par l'intermédiaire d'une bobine de correction. Sur le collecteur sont pris les signaux servant à la commande automatique de gain, et sur l'émetteur ceux qui seront dirigés vers l'étage de séparation. Les signaux recueillis sur ces électrodes n'ont pas la même allure, comme le montrent les croquis d'oscillogrammes représentés dans la figure. En effet, sur l'émetteur on trouve le signal vidéo composite, alors que sur le collecteur, à cause du condensateur de forte capacité, on ne trouve que des impulsions très déformées et notamment l'impulsion de trame qui est d'amplitude beaucoup plus élevée que celle de ligne.

Nous anticiperons un peu en disant que le circuit de C.A.G. (non représenté sur la figure) est du type indépendant du contenu de l'image, ce qui

signifie que la tension de commande sera fonction de l'amplitude des impulsions de synchronisation seulement. Plus tard nous y reviendrons plus longuement.

La liaison entre T_1 et T_2 est assurée par un réseau RC et on remarquera la très grande valeur de C (100 μF). Le transistor de sortie attaque la cathode du tube-images par un réseau de correction mixte. Notons qu'ici la résistance de charge est de 2,7 kΩ, valeur relativement faible pour un montage transistorisé. En effet on trouve habituellement 3,9 kΩ. On remarquera aussi les réseaux de correction assez complexes connectés dans le circuit d'émetteur. Ils permettent d'améliorer la qualité de l'image de la même façon que les réseaux précédemment analysés. Selon les constructeurs, ces circuits reçoivent diverses dénominations plus ou moins imagées : « Relief », « Correcteur de plastique ou de contraste », etc. Il suffit de savoir qu'ils favorisent, selon que le circuit emploie une bobine ou un condensateur, les fréquences basses ou élevées. Le réglage de contraste s'effectue ici par variation de la tension d'émetteur.

En ce qui concerne la commande du tube-images, il y a peu de choses à signaler. Le réglage de lumière s'effectue sur le wehnelt auquel sont appliquées des impulsions d'effacement prises dans le circuit de la base de temps lignes. Elles sont de polarité telle qu'à chaque retour de lignes, le tube est bloqué. Il faut remarquer que ce dispositif n'est pas rigoureusement indispensable en ce sens que les impulsions de synchronisation bloquent elles-mêmes l'émission des électrons. Les traces de retour n'apparaissent, en fait, que pour un mauvais réglage de la luminosité (et à condition que le niveau du noir ne soit pas maintenu, ce qui est le cas dans notre exemple, où il n'y a même pas de restitution de la composante continue). On peut même dire que les traces de retour constituent un excellent repère pour le réglage de la luminosité et du contraste, en ce sens que le réglage est correct lorsqu'il est tel que les traces disparaissent. Les constructeurs ont néanmoins pris l'habitude d'introduire un circuit d'effacement (on dit aussi *blanking*), car le réglage est assez critique, et cela obligerait les téléspectateurs à le retoucher assez souvent.

5-2. — *AMPLIFICATEUR DE LUMINANCE*

Le schéma de cet amplificateur est assez complexe, puisqu'il utilise cinq transistors et un tube. Le premier transistor T_1 est un adaptateur d'impédances. Les signaux vidéo et de C.A.G. sont pris dans son circuit d'émetteur; les premiers sont transmis à un transistor amplificateur T_2. La sous-porteuse est extraite dans le circuit d'émetteur et dirigée vers le filtre en cloche. Les signaux pris dans le circuit de collecteur sont dirigés d'une part vers l'étage de séparation, et d'autre part vers un autre transistor amplificateur T_3. Celui-ci attaque T_4 par l'intermédiaire d'une ligne coaxiale introduisant un retard de 0,7 μs. T_4, qui est un adaptateur d'impédances, est connecté à la grille de commande du tube de luminance par l'intermédiaire d'un réseau de correction et d'un potentiomètre qui permet de régler le contraste. L'anode de ce tube est enfin connectée aux cathodes du tube-images au moyen d'un réseau de correction; la commande s'effectue ici avec des tensions de blocage identiques pour chaque canon (fig. 21-32).

La grille du tube est maintenue à un niveau constant grâce à un circuit clamp qui fonctionne de la façon suivante : des impulsions de synchronisation lignes, prises à la sortie de l'étage de séparation (non représenté sur la figure), parviennent à la base de T_5 qui les amplifie et les transmet au point milieu des deux diodes montées en opposition. Ces impulsions de polarité

négative rendent les diodes conductrices, et le condensateur de 0,1 μF se décharge; lorsque les diodes ne sont plus conductrices, le condensateur

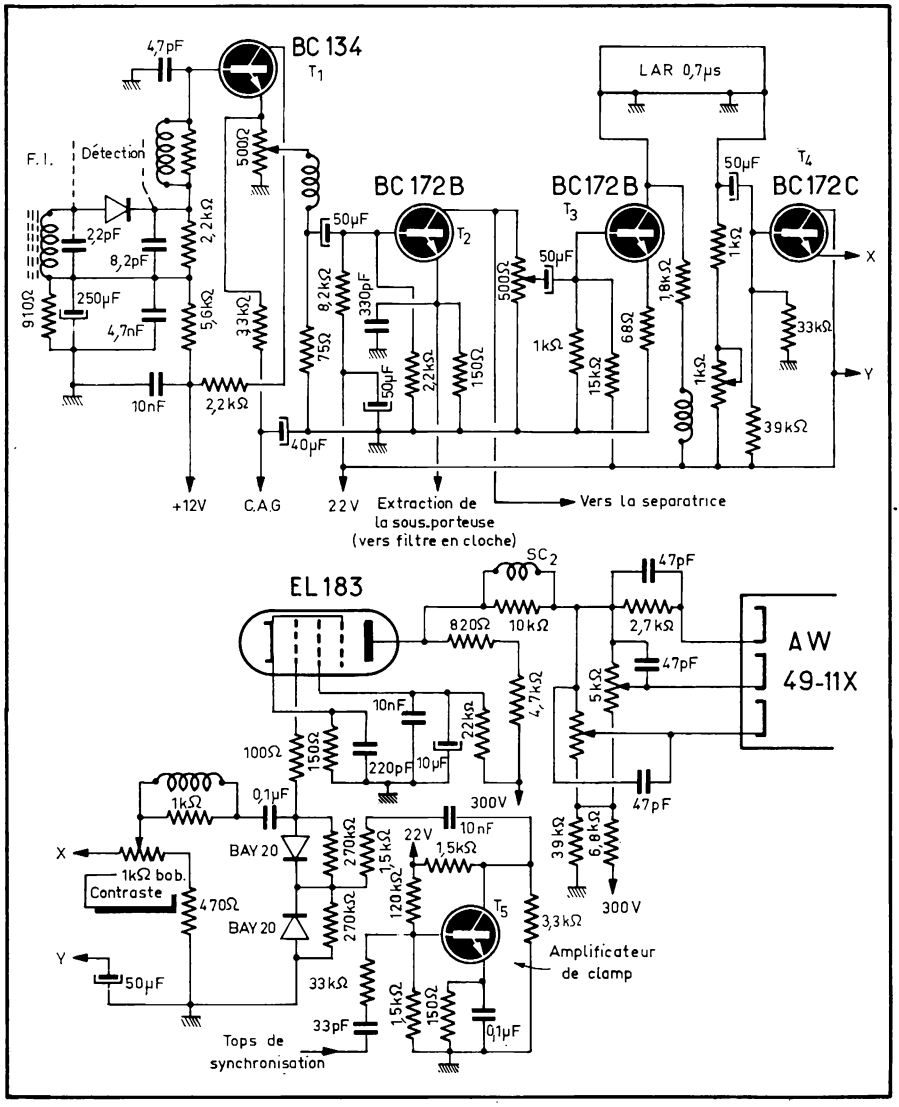


Fig. 21-32. — Schéma d'un amplificateur de luminance utilisant des transistors et un tube vidéo pour l'attaque du tube trichrome (Doc. **General Television**).

transmet les signaux à la grille avec un niveau de référence constant qui est précisément le niveau du noir. Le montage est d'ailleurs assez analogue à celui que nous avons déjà rencontré (fig. 21-29).

Ici la restitution du niveau du noir s'effectue au niveau de la grille du tube de sortie dont l'anode est en liaison directe avec les cathodes. Sur les

résistances de liaison, on trouve les condensateurs destinés à améliorer la réponse de l'amplificateur. Si la liaison anode-cathodes du tube-images s'effectuait par l'intermédiaire d'un condensateur, il faudrait aligner les signaux sur la cathode.

Il n'y a pas dans ce schéma de trappe de sous-porteuse de chrominance. Cette trappe n'est nécessaire que lorsque la bande passante de l'amplificateur est supérieure à 4 MHz (c'est-à-dire un peu en dessous des fréquences de sous-porteuses) ; d'autre part, l'extraction de la sous-porteuse atténue déjà, dans une certaine mesure, la gêne qu'elle pourrait introduire. Cela explique que, assez souvent, on ne trouve pas cette trappe, théoriquement indispensable, dans les récepteurs de TVC.

CHAPITRE 22

CIRCUITS DE CHROMINANCE

Connectée en parallèle avec la voie vidéo-luminance, qui, nous l'avons vu dans le chapitre précédent, alimente en informations de luminance E'_Y les cathodes réunies du tube trichrome, la voie de chrominance doit fournir aux trois électrodes de modulation séparées de ce même tube les informations de différence de couleurs, $(E'_B - E'_Y)$, $(E'_V - E'_Y)$ et $(E'_R - E'_Y)$. Nous savons déjà que le tube trichrome peut constituer la matrice finale qui, à partir de ces diverses informations, reconstitue, sur son écran, les couleurs fondamentales R, V et B, analysées à la prise de vues. Dans certains cas, l'extraction des informations E'_B, E'_R et E'_V est effectuée par matriçage séparé : la modulation du tube trichrome se fait alors uniquement par les trois cathodes séparées, les wehnelts étant mis à la masse en alternatif, comme sur les tubes noir et blanc.

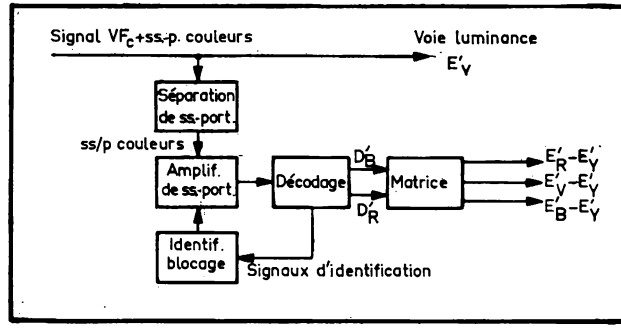


Fig. 22-1. — Synoptique simplifié d'une voie de chrominance, montrant les différentes fonctions que doit assurer cette voie, quel que soit le système de TVC adopté.

Quel que soit le système adopté pour le codage, à l'émission, des informations de couleurs et pour leur incorporation au signal vidéofréquence composite, il est naturel que les circuits de chrominance de récepteurs de normes de TVC différentes présentent un certain nombre de similitudes. D'une façon générale, leur synoptique se présente comme l'illustre la figure 22-1 où l'on voit les fonctions successives assurées par ces circuits :

— *Extraction et amplification de la sous-porteuse couleurs;*

— *Démodulation et décodage des informations de chrominance D'_B et D'_R (ou I et Q);*

— *Matriçage pour la reconstitution des signaux de différence de couleurs* $E'_R - E'_Y$, $E'_V - E'_Y$ *et* $E'_B - E'_Y$ *ou, le cas échéant,* E'_R, E'_V *et* E'_B, *et amplification finale de ces signaux.*

De plus, la voie de chrominance doit, pour remplir les conditions de compatibilité inverse (réception en noir et blanc, sur un récepteur couleurs, de programmes NB), se bloquer en l'absence de signaux de couleurs dans le signal V.F.C. Ce rôle est dévolu à un ensemble de circuits, dénommé « portier », ou « tueur de couleurs », et déclenché par des signaux consistant en salves de sous-porteuse couleurs modulée ou non suivant le système couleurs envisagé (burst *en* N.T.S.C. *et* PAL, *signal d'identification en* SECAM). *Notons que ces mêmes signaux jouent également un rôle de « synchronisation », pour la « remise à l'heure » des circuits de commutation propres à chaque système, et de référence de phase pour les systèmes à démodulation synchrone.*

1. — Constitution générale des circuits de chrominance N.T.S.C., PAL et SECAM

Bien que nous ayons déjà étudié les principes de constitution de ces circuits dans la première partie de cet ouvrage (*N.T.S.C.* et *PAL*, chapitre 8, *SECAM*, chapitre 9), il n'est pas inutile de rappeler, en préambule à ce chapitre, les principales similitudes et différences que l'on trouvera au cours

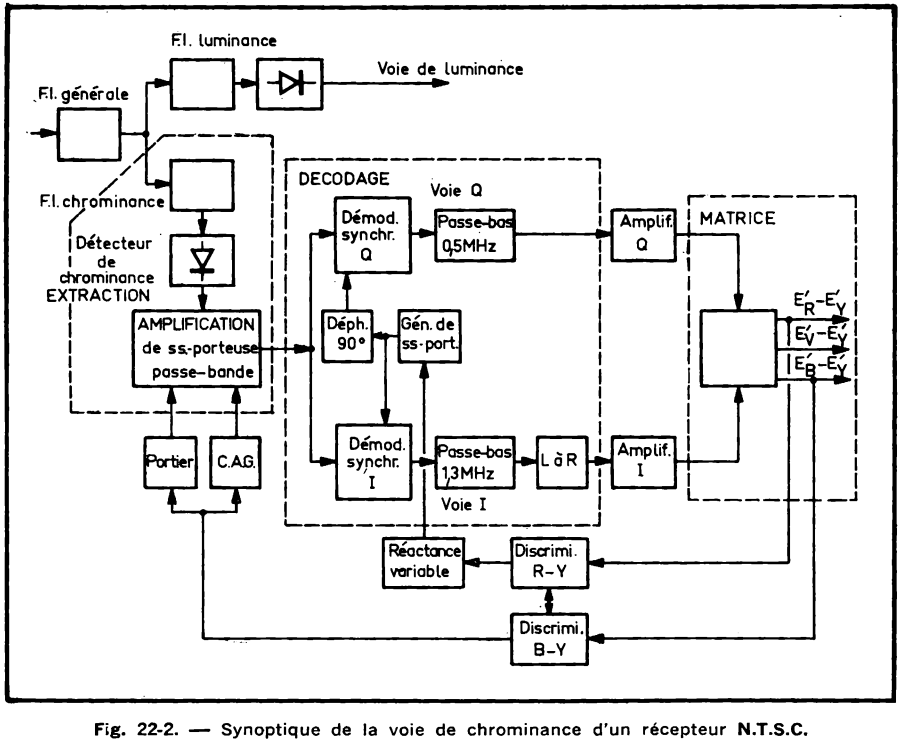


Fig. 22-2. — Synoptique de la voie de chrominance d'un récepteur N.T.S.C.

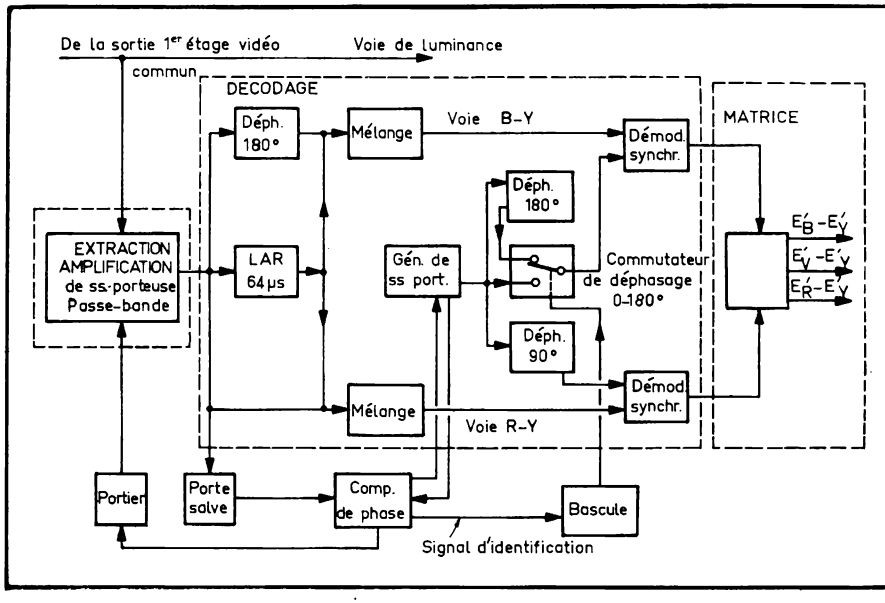


Fig. 22-3. Synoptique de la voie de chrominance d'un récepteur **PAL-DL** (avec ligne à retard).

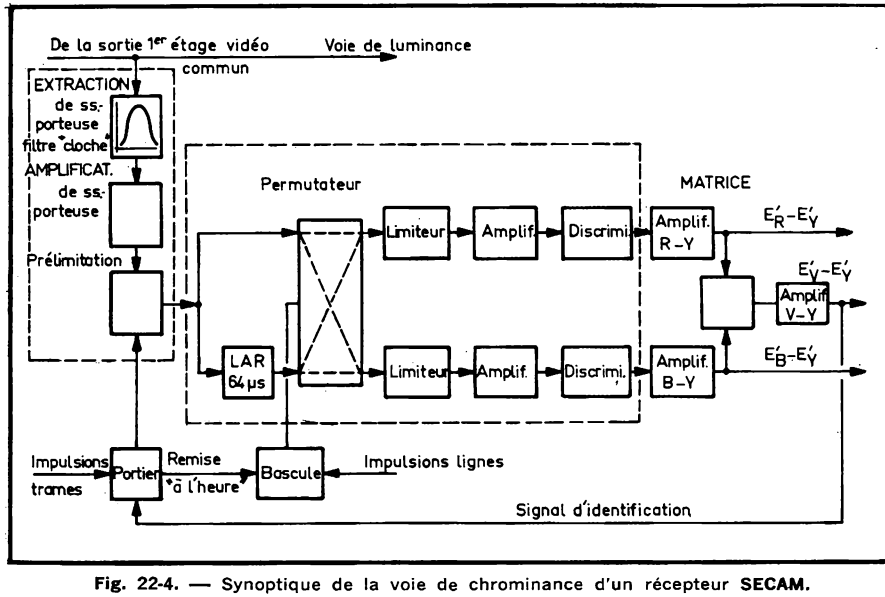


Fig. 22-4. — Synoptique de la voie de chrominance d'un récepteur **SECAM.**

de l'étude de détail des voies de chrominance propres à chacun des systèmes de TVC.

Les figures 22-2, 22-3 et 22-4 présentent respectivement les synoptiques de voies de chrominance de récepteurs *N.T.S.C.*, *PAL* (avec ligne à retard) et *SECAM*.

Il y apparaît clairement que les circuits chargés de l'amplification de sous-porteuse ainsi que les matrices et amplificateurs de sortie des signaux de différence de couleurs seront de constitutions similaires. De même, les circuits assurant la remise en phase des diverses commutations, constitués principalement par des « portes » et « bascules », seront assez comparables.

En revanche, les parties « décodage » proprement dites seront évidemment très différentes — encore qu'utilisant parfois des éléments communs tels que la ligne à retard dans le *SECAM* et dans le *PAL* — puisque chargées d'extraire des informations modulant la sous-porteuse suivant des types de modulation très dissemblables (*SECAM*, modulation de fréquence; *PAL* et *N.T.S.C.*, modulation d'amplitude en quadrature de phase et à porteuse supprimée) et que ces informations sont transmises simultanément ou séquentiellement suivant le procédé envisagé.

2. — Extraction et amplification de la sous-porteuse couleurs - Blocage de la voie de chrominance

2-1. — *CIRCUITS D'ENTRÉE D'UNE VOIE DE CHROMINANCE* SECAM

2-1-1. — *Préamplification et remise en forme H.F. de la sous-porteuse*

Dans les récepteurs *SECAM*, la voie de chrominance est connectée, en parallèle avec la voie de luminance, sur la sortie de la détection vidéo. L'extraction de la sous-porteuse couleurs est assurée par un classique circuit

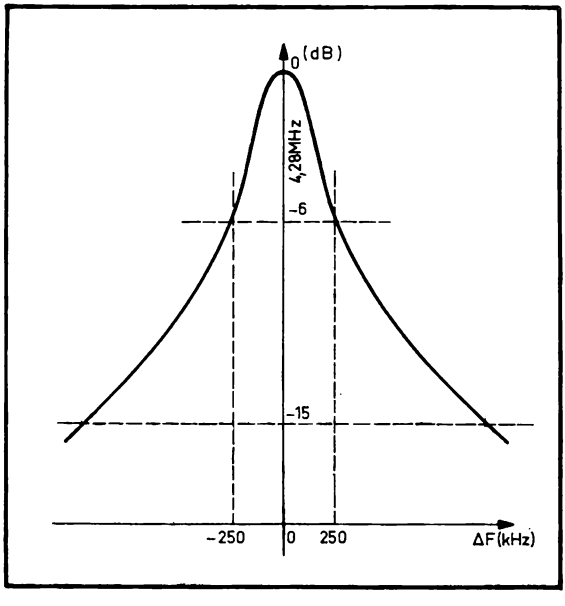


Fig. 22-5. — Courbe de remise en forme, « en cloche », des circuits d'entrée d'une voie de chrominance **SECAM.**

résonnant parallèle, accordé sur la fréquence centrale de la courbe de mise en forme H.F. « anticloche » effectuée à l'émission, soit sur 4,286 MHz. Ce circuit résonnant est convenablement amorti, de sorte que sa courbe de réponse, « en cloche », soit exactement complémentaire de la courbe « anti-

cloche » de modulation d'amplitude en fonction de l'excursion de fréquence (fig. 22-5). Il peut être disposé soit à l'entrée, soit à la sortie du premier étage amplificateur de la voie de chrominance (fig. 22-6) dont le gain en tension est d'environ 20 dB.

2-1-2. — *Blocage et déblocage de la voie de chrominance - Le portier*

Le signal de sous-porteuse, convenablement remis en forme et préamplifié, est dirigé sur l'entrée d'un étage amplificateur dont l'état « passant » ou « bloqué » est commandé par un système « portier ». Le fonctionnement de ce dernier repose sur la présence simultanée de deux sortes d'impulsions : les unes sont obtenues par différentiation d'impulsions fournies pendant les retours de trames; les autres proviennent de l'intégration des signaux d'identification transmis pendant les lignes 7 à 15 du début des trames impaires et

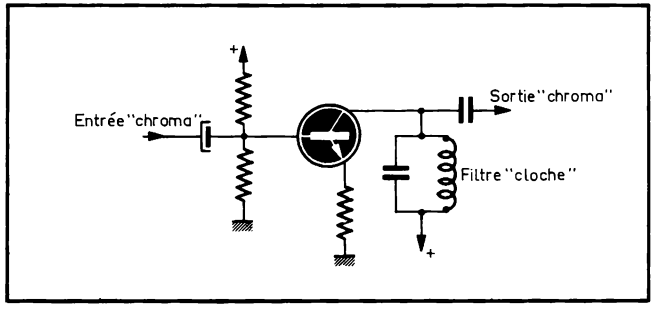


Fig. 22-6. — Le circuit accordé d'extraction et de remise en forme de la sous-porteuse couleurs peut être inséré soit dans l'entrée, soit dans la sortie (notre schéma) de l'étage préamplificateur de la voie de chrominance.

pendant les lignes 320 à 328 du début des trames paires. Précisons qu'après démodulation, ces derniers signaux doivent se présenter avec une polarité déterminée pour que le portier rende passante la voie de chrominance. Leur rôle est, en effet, double :

— Par leur présence (émission en couleurs) ou leur absence (émission en noir et blanc), ils déterminent le déblocage ou le blocage de la voie de chrominance;

— Par leur polarité, après démodulation, ils indiquent si le permutateur est synchronisé correctement et aiguille bien les informations D'_R et D'_B, directes ou retardées, respectivement vers les démodulateurs « rouge » et « bleu ». Dans le cas contraire, une « remise à l'heure » du permutateur est effectuée, la voie de chrominance restant bloquée tant que l'erreur d'aiguillage n'a pas été rectifiée.

Avant d'aborder les détails de fonctionnement du système portier, rappelons en quoi consistent les signaux d'identification (*cf.* chap. 9, § 3-1-4). Ce sont des salves de sous-porteuse modulée en fréquence, avec une excursion positive pour les lignes D'_R et négative pour les lignes D'_B (fig. 22-7). Le sens de branchement des démodulateurs étant tel que les signaux de différence de couleurs $(E'_R - E'_Y)$ et $(E'_B - E'_Y)$ apparaissent en polarité positive à la sortie des amplificateurs des voies « rouge » et « bleu » (pour l'attaque des wehnelts du tube trichrome), les signaux d'identification prélevés en ces mêmes points seront donc en lancées négatives (fig. 22-8) si le permutateur a effectué un aiguillage correct. Dans le cas contraire, le permutateur aiguille sur la voie « rouge » les signaux D'_B et sur la voie « bleue » les signaux D'_R. Les démodulateurs de ces deux voies sont connectés en sens inverse, puisque

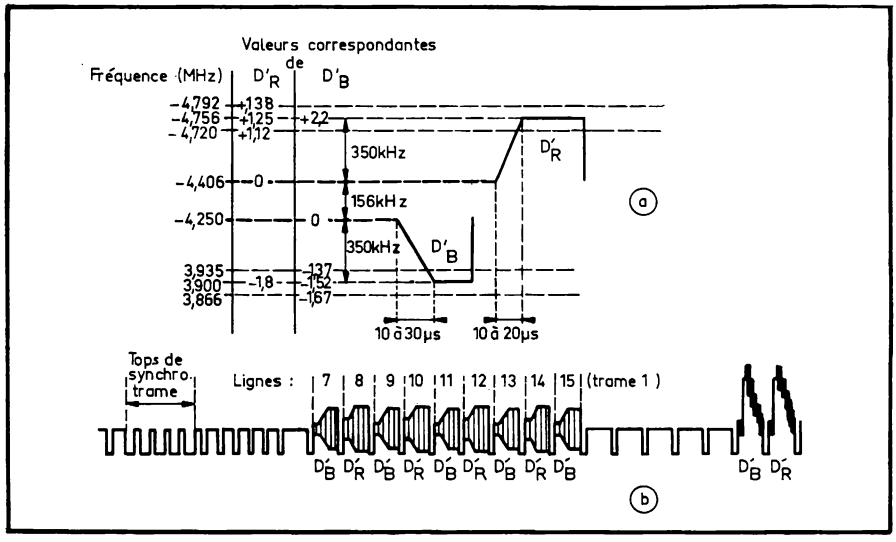


Fig. 22-7. — Caractéristiques (a) et disposition (b), dans la période de suppression trame, des signaux d'identification **SECAM.**

les modulations de D'_R et D'_B sont effectuées en sens inverse :

$$D'_R = -1{,}9\ (E'_R - E'_Y);$$
$$D'_B = +1{,}5\ (E'_B - E'_Y).$$

On obtiendra donc, à la sortie des amplificateurs des voies « rouge » et « bleue », des signaux de différence de couleurs de polarité négative, tandis que les signaux d'identification seront en lancées positives.

Notons que si le type de portier utilisé exige que les signaux d'identification soient en lancées positives pour un fonctionnement correct du permutateur, on peut les recueillir à la sortie de l'amplificateur de la voie « verte ». En effet, le signal $(E'_V - E'_Y)$, appliqué au troisième wehnelt du tube trichrome, est obtenu par matriçage à partir des signaux $(E'_R - E'_Y)$ et $(E'_B - E'_Y)$:

$$E'_V - E'_Y = -[0{,}51\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}19\ (E_B' - E'_Y)].$$

L'inversion de 180° (signe moins de la relation ci-dessus) est satisfaite par le passage dans l'étage amplificateur de la voie « verte »; à la sortie de ce dernier, les signaux d'identification apparaissent donc, normalement, en lancées positives.

On peut remarquer que des salves de sous-porteuse étant transmises pendant 5 µs à la fin de chaque suppression de ligne, avec des fréquences

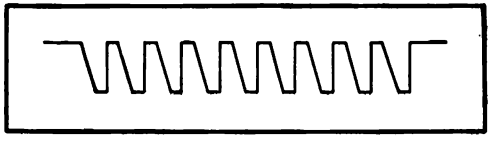


Fig. 22-8. — Allure correcte des enveloppes de salves d'identification à la sortie des amplificateurs de voies « rouge » et « bleu ».

alternées de 4,406 MHz pour les lignes D'_R et 4,250 MHz pour les lignes D'_B, on pourrait les utiliser, avec des circuits appropriés, en lieu et place des signaux d'identification. Ces derniers avaient été prévus dans la version

d'origine du *SECAM III* où les fréquences de repos de la sous-porteuse pour les lignes D'_R et D'_B étaient identiques et où il fallait donc disposer d'un autre signal de référence permettant de contrôler le positionnement correct du permutateur.

Posons maintenant les données de la tâche assignée au portier. Au début de chaque trame, ce dernier doit entrouvrir la porte de la voie de chrominance, afin de « voir » si les visiteurs qu'il attend sont là et s'ils « se présentent bien », autrement dit pour s'assurer de la présence, avec une polarité correcte, des signaux d'identification. Si les visiteurs sont présents et ne marchent pas sur les mains (émission en couleurs, fonctionnement correct du permutateur), le portier donne le droit de passage sur la voie de chromi-

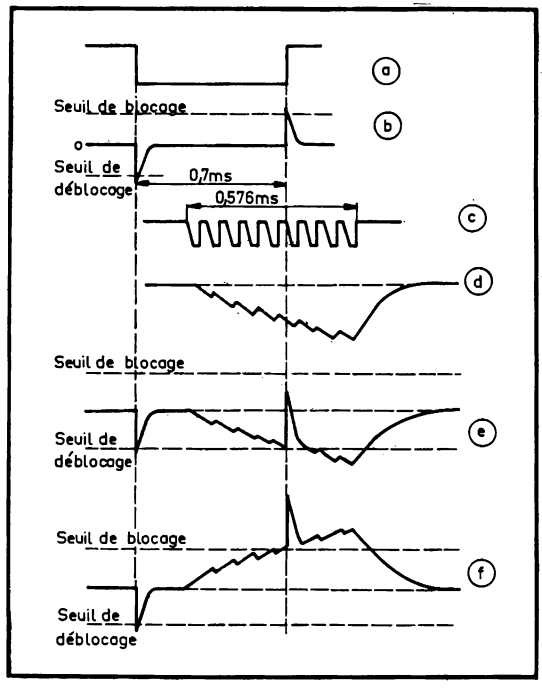


Fig. 22-9. — Processus de fonctionnement du portier dans le système **SECAM**, fondé sur la coïncidence de l'impulsion positive (**b**) de fin de retour trame et de la dent de scie négative (**d**) obtenue par intégration des salves d'identification.

nance et continue d'exercer son contrôle vigilant au début de chaque trame. Si les visiteurs se présentent la tête en bas (émission en couleurs, permutateur déphasé), le portier referme rapidement la porte, envoie un ordre au personnel chargé de remettre les visiteurs sur leurs pieds et, au début de la trame suivante, après avoir vérifié que ses ordres ont été exécutés, laisse la porte ouverte. Enfin, s'il n'aperçoit aucun visiteur (émission en noir et blanc), le portier verrouille sa porte pour la durée de la trame, mais continue de jeter un coup d'œil au début de chaque trame pour s'assurer qu'il n'y a toujours personne.

La figure 22-9 illustre la façon dont sont réalisées ces différentes fonctions, qui peuvent être assumées par une bascule bloquant ou débloquant l'amplificateur de sous-porteuse.

A partir d'un créneau négatif correspondant au retour de trame (fig. 22-9*a*), fourni, par exemple, par un étage débloqué par la pointe de surtension

apparaissant sur le collecteur du transistor de balayage vertical au moment du retour, on obtient, par différentiation, une impulsion négative (début du retour) et une impulsion positive (fin du retour) (fig. 22-9*b*). L'amplitude de l'impulsion négative est suffisante pour placer la bascule dans l'état passant, et celle de l'impulsion positive l'est pour la placer dans l'état non passant. D'autre part, les signaux d'identification (fig. 22-9*c*) donnent, après intégration, un signal en dents de scie négatif (fig. 22-9*d*) correspondant, dans le temps, à l'impulsion positive de fin de retour trame. La sommation des signaux *b* et *d* peut donner trois résultats différents :

— Le signal *d* est présent avec la polarité négative correcte (fig. 22-9*e*) et annule l'impulsion positive de fin de retour trame : la bascule reste dans l'état passant;

— Le signal *d* est présent avec une polarité positive (fig. 22-9*f*) (permutateur déphasé de 180°) : dans ce cas, le niveau plaçant la bascule dans l'état non passant est atteint. On peut prévoir qu'un top de « remise à l'heure » du permutateur est alors délivré par la bascule, de sorte qu'au début de la trame suivante le signal *d* se présente avec la polarité correcte;

— Le signal *d* n'est pas présent; dans ce cas, l'impulsion positive de retour de trame du signal *b* place la bascule dans l'état non passant.

Si le portier, à l'inverse de ce que nous venons de supposer, est placé dans l'état passant pour un niveau positif de l'impulsion de commande et dans l'état non passant pour un niveau négatif, on utilisera évidemment des impulsions de retour de trame et des signaux d'identification de polarité inverses par rapport à ceux que nous avons employés dans notre exemple.

La figure 22-10 donne un exemple de réalisation qui comporte une bascule à transistors T_1, T_2, classique : la conduction de T_1 entraîne le blocage de T_2 et réciproquement (résistance d'émetteur commune et couplages base-collecteur entre transistors). Les impulsions d'identification (positives, ici) sont appliquées, après intégration, à la base de T_1, ainsi que les impulsions de retour trame différentiées. La première impulsion de retour trame, positive, rend T_1 conducteur, ce qui place T_2 dans l'état de non-conduction. La tension positive élevée qui apparaît alors au collecteur de T_2, relié directement à la base de T_3, amplificateur de la voie de chrominance, rend ce dernier conducteur. Si la deuxième impulsion de retour trame, négative, est annulée par le signal d'identification, normalement positif, les choses restent en cet état; la voie de chrominance est en service. Dans le cas contraire (absence ou polarité négative du signal d'identification), T_1 est bloqué, T_2 devient conducteur et la tension positive recueillie sur son collecteur n'est plus suffisante pour rendre T_3 conducteur : la voie de chrominance est mise hors service. Parallèlement, lors du changement d'état de T_2, passant rapidement à la conduction, une impulsion apparaît aux bornes de sa résistance de collecteur, impulsion qui sera utilisée pour la « remise à l'heure » du permutateur.

Généralement, un réglage du seuil de déclenchement du portier est prévu, ainsi qu'un commutateur à commande manuelle « Couleurs — Noir et Blanc », permettant, lorsque la réception en couleurs est défectueuse, pour une cause quelconque, de bloquer la voie de chrominance pour continuer à suivre l'émission en cours, en noir et blanc seulement (fig. 22-11).

2-1-3. — *Prélimitation du signal de sous-porteuse*

Un étage de prélimitation, constitué par deux diodes montées en opposition (fig. 22-12) et pouvant être disposé soit entre l'étage préamplificateur et l'étage amplificateur de sous-porteuse, soit à la sortie de ce dernier, procure un écrêtage énergique éliminant toute trace de modulation d'amplitude de la sous-porteuse. En l'absence de signal de chrominance, les diodes sont

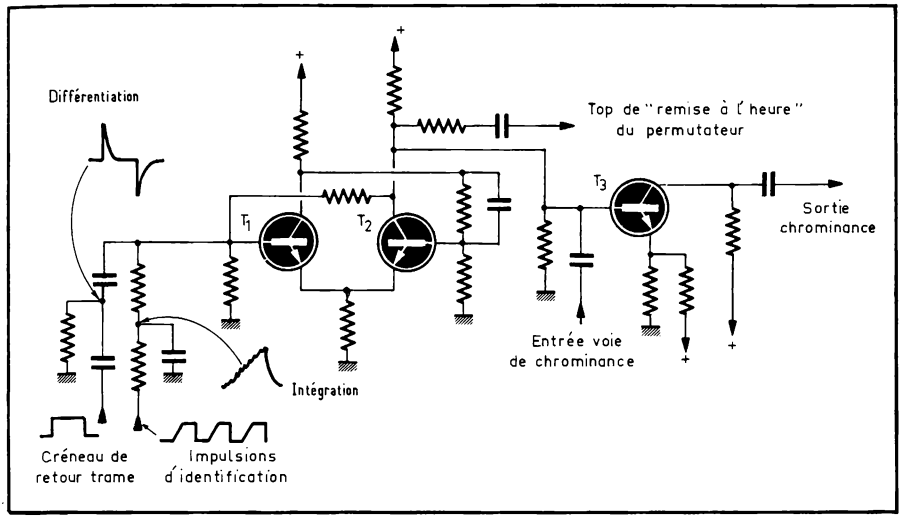


Fig. 22-10. — Exemple d'un circuit de portier SECAM.

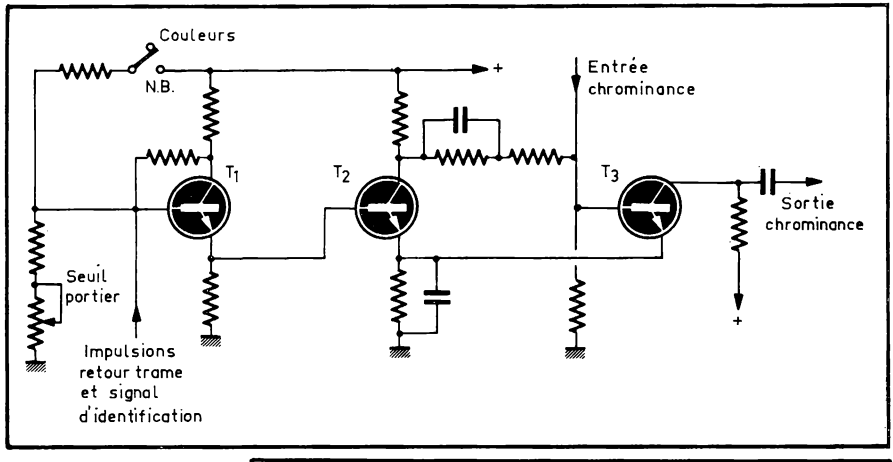


Fig. 22-11, ci-dessus. — Le portier peut comporter un réglage de son seuil de déclenchement et une commande manuelle de passage en NB. La bascule est ici constituée par T_2 et T_3, ce dernier étant le préamplificateur de chrominance ; la bascule est commandée par l'intermédiaire de T_1 qui permet de régler aisément le seuil du portier.

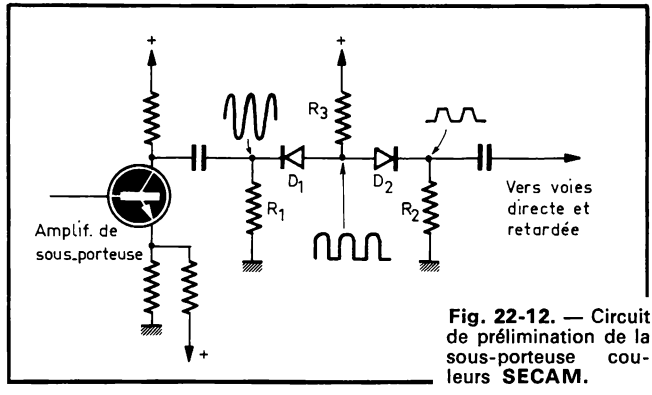


Fig. 22-12. — Circuit de prélimination de la sous-porteuse couleurs **SECAM.**

rendues conductrices par la tension continue de polarisation qui leur est appliquée. Lorsqu'un signal de sous-porteuse est transmis et que son amplitude dépasse le seuil déterminé par la valeur des résistances R_1, R_2 et R_3, les diodes sont bloquées alternativement par les crêtes négatives et positives et restituent un signal écrêté, d'amplitude rigoureusement constante.

2-2. — *CIRCUITS D'ENTRÉE D'UNE VOIE DE CHROMINANCE* N.T.S.C. *OU* PAL

2-2-1. — *Extraction de la sous-porteuse couleurs - Amplificateur de sous-porteuse*

Dans les récepteurs *PAL* et *N.T.S.C.*, l'aiguillage luminance-chrominance est souvent effectué au niveau de l'avant-dernier étage de l'amplificateur F.I. Les étages d'entrée de la voie de chrominance comportent alors (fig. 22-2) un étage F.I. classique, à bande étroite et centré sur la fréquence correspondant, dans la bande F.I., à l'emplacement de la sous-porteuse, suivi d'un détecteur d'amplitude (fig. 22-13) alimentant l'amplificateur de sous-porteuse chrominance.

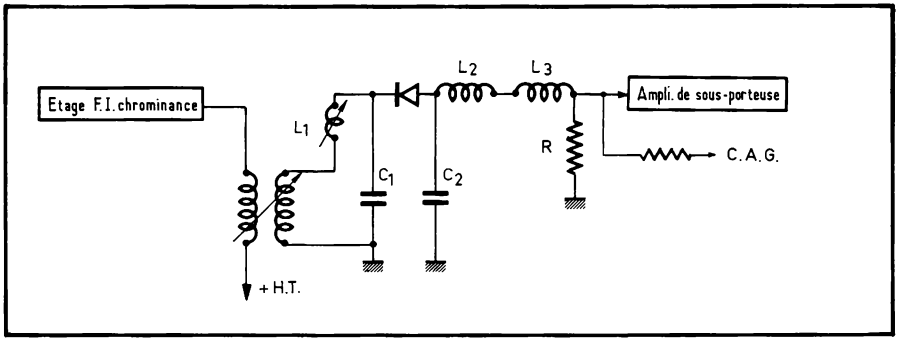


Fig. 22-13. — Exemple d'extraction de la sous-porteuse couleurs (**N.T.S.C.** ou **PAL**) avec étage F.I. et étage de détection distincts de ceux de la voie de luminance.

Un filtre passe-bas L_2-L_3-C_2 élimine les résidus de porteuse H.F. et ne laisse passer que la sous-porteuse de chrominance et ses bandes latérales de modulation.

Une autre solution consiste à prélever la sous-porteuse de chrominance après le premier étage vidéo (jouant le rôle d'adaptateur d'impédances) (fig. 22-3). L'amplificateur de sous-porteuse doit alors comporter des filtres de bande à action énergique pour ne laisser passer que les informations de chrominance. Dans le cas du *PAL*, ces filtres sont accordés sur la fréquence de 4,41 MHz, normalisée en Europe pour la sous-porteuse couleurs.

La figure 22-14 montre un exemple de réalisation d'amplificateur de sous-porteuse utilisé dans un récepteur *N.T.S.C.* Les filtres passe-bande sont disposés dans les circuits anodiques des tubes V_1 et V_2. On notera la présence d'une contre-réaction sélective dans le circuit de cathode de V_2, destinée à éliminer la fréquence de sous-porteuse son (système « intercarrier »). Une tension de « commande automatique de gain chrominance » est appliquée à la grille du premier étage V_1. Nous verrons plus loin comment est obtenue cette tension.

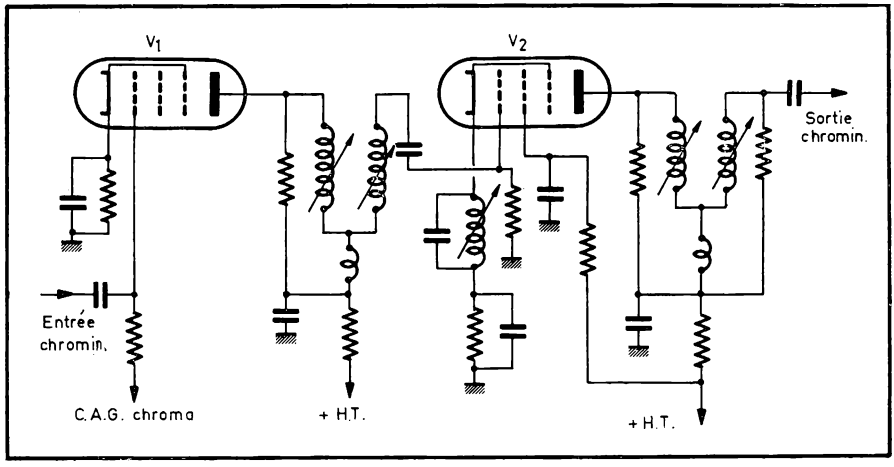


Fig. 22-14. — L'ancêtre des amplificateurs de sous-porteuse tel qu utilisé dans certains récepteurs N.T.S.C. Ces montages sont maintenant transistorisés ou réalisés avec des circuits intégrés.

Le schéma de la figure 22-15, relevé sur un récepteur *PAL*, montre la constitution d'un amplificateur de sous-porteuse chrominance à transistors. La tension de C.A.G. chroma est appliquée ici sur la base du premier transistor T_1.

2-2-2. — *Blocage et déblocage de la voie de chrominance - Circuits du « portier »* (color-killer)

Dans les systèmes *N.T.S.C.* et *PAL*, la seule manière d'identifier une émission couleurs consiste à détecter la présence, sur le palier arrière de suppression ligne, de la salve de sous-porteuse de référence (*burst*). Cette même salve fournira, de plus, après détection, une tension continue de commande de gain de l'amplificateur de sous-porteuse chrominance et pourra, le cas échéant, indiquer si le signal de couleur est à un niveau exploitable (on obtient, pour un signal chroma trop faible, des teintes délavées, qui rendent alors préférable la réception en noir et blanc).

Le rôle du portier dans un récepteur *PAL* ou *N.T.S.C.* est donc le suivant :

— Détecter la présence ou l'absence de la salve de référence et ouvrir ou fermer, en conséquence, la voie de chrominance;

— Vérifier que le niveau du signal de chrominance est supérieur à un certain seuil permettant une exploitation normale et, dans le cas contraire, fermer la voie de chrominance.

Il existe de nombreux montages assurant ces fonctions, mais ils sont à peu près tous réalisés d'après les mêmes principes : l'état passant ou bloqué d'un des étages amplificateurs de sous-porteuse chrominance est asservi au débit d'un tube portier; ce dernier est lui-même commandé par une tension délivrée par un « discriminateur » contrôlant la présence de la salve de sous-porteuse (*burst*) sur le palier arrière de suppression ligne et la phase correcte ($\pm$ 90°) de l'alternat de sous-porteuse régénérée (*PAL*).

Un exemple de réalisation de système portier, utilisé dans un récepteur *N.T.S.C.*, est illustré par la figure 22-16. On remarquera que le circuit de grille du tube portier comporte une diode D_1 bloquée par la tension continue négative délivrée par un discriminateur; ce dernier est alimenté par des impulsions de retour lignes, fournies par un enroulement du transformateur

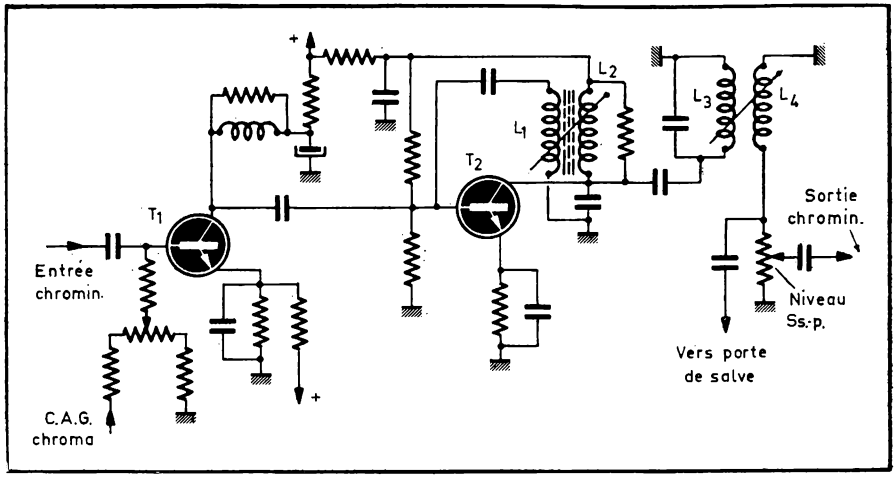


Fig. 22-15. — Amplificateur de sous-porteuse à transistors (schéma relevé sur un récepteur **PAL**).

de sortie horizontale, et par la tension enveloppe de la salve de sous-porteuse délivrée par le démodulateur ($E'_B - E'_Y$) pendant une partie de chaque suppression ligne.

Cette même tension continue négative, dont le principe de formation est explicité dans la figure 22-17, sert également pour la commande automatique de gain de l'amplificateur de sous-porteuse. Lorsque la salve n'est pas transmise (émission en noir et blanc), le discriminateur ne délivre aucune tension, la diode D_1 devient conductrice, le condensateur C_1, chargé par les impulsions

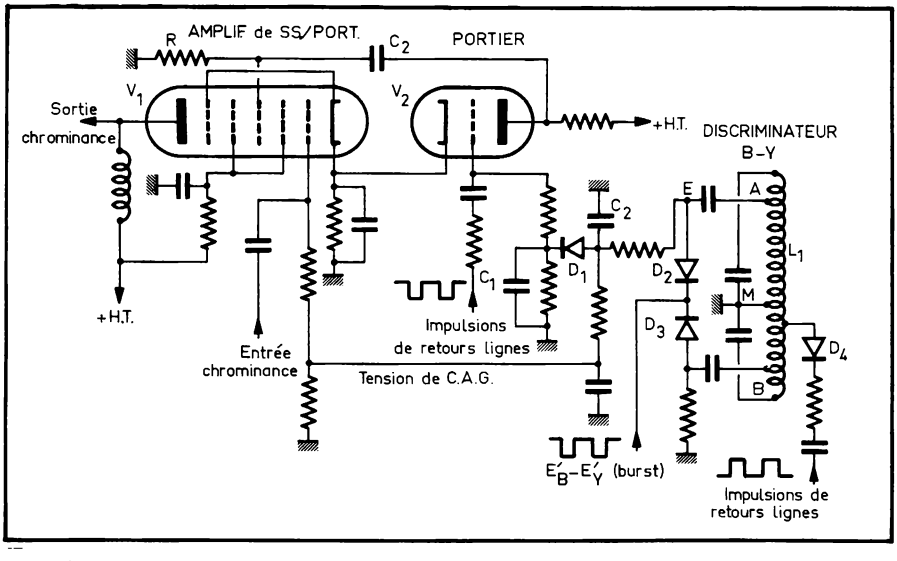


Fig. 22-16. — Un des premiers systèmes de système portier utilisé dans un récepteur **N.T.S.C.**

négatives de retour lignes, peut se décharger dans le circuit ouvert par D_1 et le tube V_2 débite un courant plus important, puisque sa polarisation est moins négative. La tension sur sa plaque diminue, ce qui rend la grille g_3 de V_1 suffisamment négative, par la décharge de C_2, pour que ce tube reste bloqué pendant la durée de la ligne. Au contraire, lorsque la salve de sous-porteuse est transmise et que son niveau est suffisant pour que la tension délivrée par le discriminateur bloque la diode D_1, C_1 est chargé négativement par les impulsions de retour lignes et sa décharge est suffisamment lente pour maintenir le débit de V_2 à un faible niveau. La tension sur l'anode de V_2 est alors pratiquement égale à la H.T. d'alimentation, le condensateur C_2 reste chargé à cette tension et la grille g_3 de V_1 est au potentiel de la masse, ce qui permet à ce tube, amplificateur de sous-porteuse, de débiter normalement.

Un autre exemple de réalisation, relevé cette fois dans le schéma d'un récepteur *PAL*, est montré dans la figure 22-18. Lorsque le discriminateur du portier reçoit la salve de sous-porteuse (admise par la « porte de salve » qui n'est ouverte que pendant les suppressions lignes) avec une amplitude convenable, et la sous-porteuse régénérée, en phase avec la salve de référence, il délivre une tension continue négative (point A) qui a pour effet de bloquer le tube portier V_1. Dans ces conditions, la tension moyenne sur l'anode de V_1 est positive (quelque + 7 V); cette tension, reportée sur la base de T_2, amplificateur de chrominance, place ce transistor dans l'état de conduction. Lorsque la salve de sous-porteuse n'est pas transmise ou est à un niveau insuffisant, le discriminateur ne délivre aucune tension, ou une tension trop faible, au point A; le tube V_1 est alors conducteur et, sous l'effet des impulsions de retour lignes, de grande amplitude (250 V c. à c.), qui sont appliquées sur son anode, la tension moyenne sur cette dernière devient fortement négative (— 70 V) et bloque le transistor T_2.

On notera, dans le circuit de base de T_2, la présence d'une diode D_4 de sécurité, empêchant qu'une tension négative de trop grande amplitude soit appliquée sur cette base, ce qui provoquerait un claquage entre base et émetteur. La diode D_3 et le pont de résistances entre la masse et le + 24 V fixent de façon stable le point de fonctionnement du transistor T_2, lorsqu'il débite. Enfin, le circuit commun de retour à la masse de la cathode de V_1 et de l'émetteur de T_2 a pour effet d'accélérer le processus de bascule rendant V_1 passant et T_2 non passant, ou inversement. La tension commandant le gain de l'amplificateur de chrominance est obtenue ici en prélevant une fraction de la tension moyenne de polarisation de cathode du tube V_2; le rôle de ce tube est d'amplifier les impulsions de synchronisation lignes destinées à asservir la bascule alimentant en signal de sous-porteuse régénérée, avec une phase alternée de ligne en ligne, le démodulateur synchrone R-Y. La tension de C.A.G. chroma ainsi obtenue est négative (elle polarise la base d'un transistor de l'amplificateur de chrominance) et de valeur d'autant plus élevée que le signal reçu est de plus forte amplitude.

3. — Décodage et démodulation des informations de chrominance

3-1. — *ANATOMIE ET PHYSIOLOGIE D'UNE LIGNE A RETARD*

Dans les systèmes *PAL* et *SECAM*, on utilise une ligne à retard dont le rôle est de fournir sur sa sortie, à tout instant, l'information chroma transmise pendant la ligne (de balayage horizontal) précédente.

Autrement dit, cet élément doit introduire un retard de transmission d'une valeur égale à la période de la fréquence lignes, soit 64 μs (en 625 l.) ; nous avons vu que, suivant qu'il s'agit d'une transmission en *SECAM* ou en *PAL*, la précision exigée est plus ou moins grande (respectivement 10^{-4} et 10^{-6}). Evidemment, la ligne à retard ne doit pas être cause de distorsion dans le signal chroma qui lui est confié, et l'atténuation que subissent les signaux lors de leur passage dans cette ligne doit être compensée avec précision.

Actuellement, tous les types de réalisation de lignes à retard utilisent la propagation des ultra-sons dans un matériau; une ligne à retard comporte donc :

— Un transducteur d'entrée, du type piézo-électrique, transformant les signaux électriques qui lui sont appliqués en vibrations mécaniques de fréquence ultra-sonique;

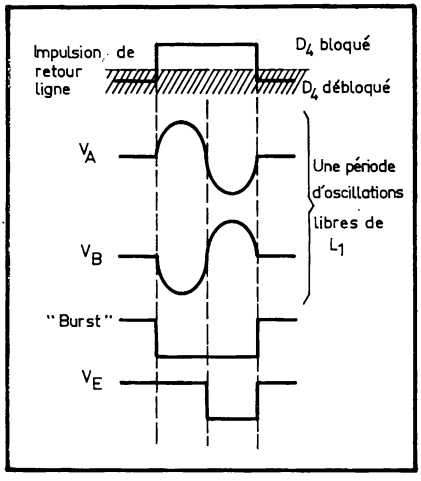
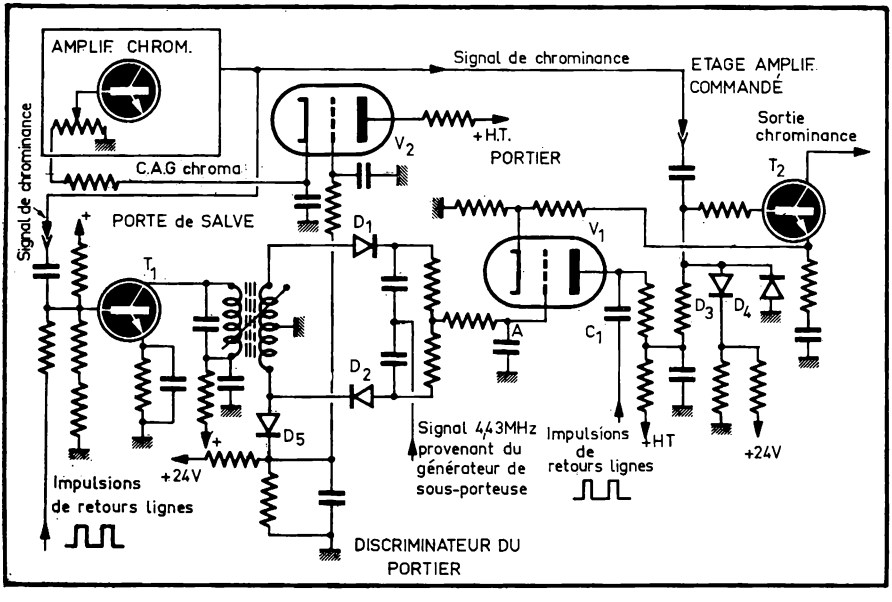


Fig. 22-17, ci-contre. — Processus de formation de la tension négative de commande du circuit portier de la figure 22-16. Lorsque le burst n'est pas transmis, la tension V_E résultant de la moyenne de l'alternance positive et de l'alternance négative de V_A est nulle : la diode D_1 est conductrice. Lorsque le burst est transmis, il annule en E l'alternance positive de V_A ; la tension résultante V_E est négative et bloque D_1.

Fig. 22-18, ci-dessous. — Exemple de système portier utilisé dans un récepteur **PAL**.



— Un milieu de propagation (verre ou acier) dans lequel l'onde ultrasonique se propage vers la sortie, soit suivant un trajet linéaire simple, soit en zigzag, n'atteignant la sortie qu'après une ou plusieurs réflexions successives sur les parois de la ligne (fig. 22-19*a* et *b*);

— Un transducteur de sortie, également du type piézo-électrique, convertissant les vibrations ultra-soniques en signaux électriques.

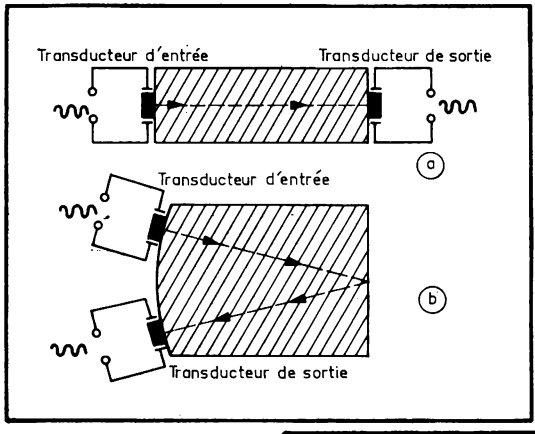


Fig. 22-19. — Constitution d'une ligne à retard.

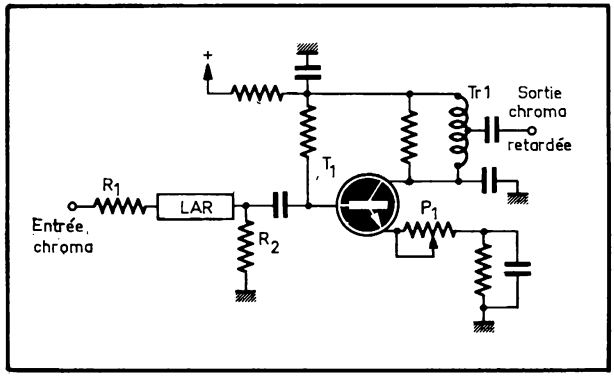


Fig. 22-20. — Etage d'adaptation de la sortie d'une ligne à retard.

Pour obtenir un rendement maximal, il convient d'adapter les impédances d'entrée et de sortie connectées à la ligne (impédance caractéristique généralement égale à 50 Ω). Cette adaptation est souvent assurée par un transformateur. La figure 22-20 illustre un exemple de réalisation d'un circuit de retard; l'étage T_1 a pour rôle de compenser l'affaiblissement subi par le signal lors de son passage dans la ligne (de 10 à 20 dB); son gain peut être ajusté par P_1.

3-2. — *DÉCODAGE ET DÉMODULATION* SECAM

Grâce à la ligne à retard, nous disposons à tout instant des deux informations de chrominance D'_R et D'_B, l'une directe, l'autre retardée. Il reste à aiguiller convenablement ces informations, c'est-à-dire à envoyer D'_R toujours vers le discriminateur de la voie « rouge » et D'_B toujours vers celui de la voie « bleue ». Un permutateur électronique, alimenté par les voies directe

et retardée et dont les sorties sont connectées aux discriminateurs précités, assure cette fonction de double aiguillage. Sa commande est effectuée par une bascule, elle-même asservie aux impulsions de retour lignes et, en cas de positionnement incorrect de l'aiguillage en début de trame, « remise à l'heure » par une impulsion délivrée par le portier ou par un circuit détectant la polarité incorrecte des signaux d'identification, après démodulation.

Entre les sorties du permutateur et les discriminateurs de chaque voie, on trouve, classiquement, des limiteurs d'amplitude. Les détecteurs de fréquence sont, dans leur principe, identiques à ceux utilisés en réception de radiodiffusion F.M. Leurs circuits de sortie comportent des cellules de désaccentuation, complémentaire de la préaccentuation effectuée à l'émission.

3-2-1. — *Le permutateur et sa commande.*

Le permutateur est généralement constitué par quatre diodes montées comme l'indique la figure 22-21. Lorsque le potentiel en A est supérieur au potentiel en B, les branches AC et BD sont conductrices et les branches AD et BC, bloquées. Inversement, lorsque le potentiel en B est supérieur à celui de A, les branches AD et BC sont conductrices, AC et BD étant alors bloquées.

On applique au point A et B des créneaux de polarité opposée, délivrés par une bascule, T_1 et T_2, fonctionnant au rythme de la demi-fréquence lignes et synchronisée par des impulsions de retour lignes, fournies, par exemple, par un enroulement sur le transformateur de sortie horizontale.

Supposons que T_1 soit conducteur à un certain moment; sa tension de collecteur est minimale (0,1 V) et maintient T_2 (dont la base est reliée au collecteur de T_1) dans l'état de non-conduction. D'autre part, la diode D_1 est polarisée en sens direct par cette même tension de collecteur de T_1, côté cathode, et par la tension de base de T_1 (plus positive que sa tension de collecteur), soit environ 0,75 V, côté anode. La diode D_2, par contre, est polarisée en sens inverse par la tension de collecteur de T_2 — soit presque la tension positive d'alimentation, 15 à 20 V, puisque T_2 est bloqué — côté cathode, et par la tension faiblement positive de la base de T_2, côté anode. Lorsque l'impulsion négative de retour ligne, d'amplitude 4 à 5 V, est appliquée, simultanément, sur les cathodes de D_1 et de D_2, elle est bloquée par D_2 et atteint, à travers D_1, polarisée en sens direct, la base de T_1. La conductibilité de T_1 baisse brutalement, sa tension de collecteur, reportée sur la base de T_2, augmente et T_2 devient conducteur, ce qui a pour effet d'accélérer le processus de blocage de T_1. L'arrivée de l'impulsion de retour ligne suivante déclenchera la bascule dans l'autre sens, T_1 redevenant conducteur et T_2 se bloquant. Les créneaux recueillis sur les collecteurs de ces deux transistors sont donc bien de polarités inverses et débloqueront, successivement, soit les branches AC et BD (créneau positif de T_1 et créneau négatif de T_2), soit les branches AD et BC (créneau positif de T_2 et créneau négatif de T_1). Les diodes D_3 et D_4 et la cellule R-C qui relie leur point commun à la masse ont pour rôle de limiter et d'égaliser les sommets des créneaux positifs.

Dans le cas où le permutateur n'est pas positionné correctement, il aiguille le signal D'_R sur la voie B-Y et le signal D'_B sur la voie R-Y. Nous avons vu que la polarité incorrecte des salves d'identification démodulées avait pour effet de placer le portier dans l'état non passant (*cf.* § 2-1-2); par exemple, dans le circuit portier de la figure 22-10*b*, on recueille sur le collecteur de T_2 (passant à l'état de conduction lorsque T_1 est bloqué par suite de l'absence ou de la polarité incorrecte des signaux d'identification) une impulsion négative que l'on peut envoyer sur la base de T_1 (fig. 22-21). Deux cas peuvent alors se présenter :

— T_1 était conducteur : l'impulsion négative de « remise à l'heure » le

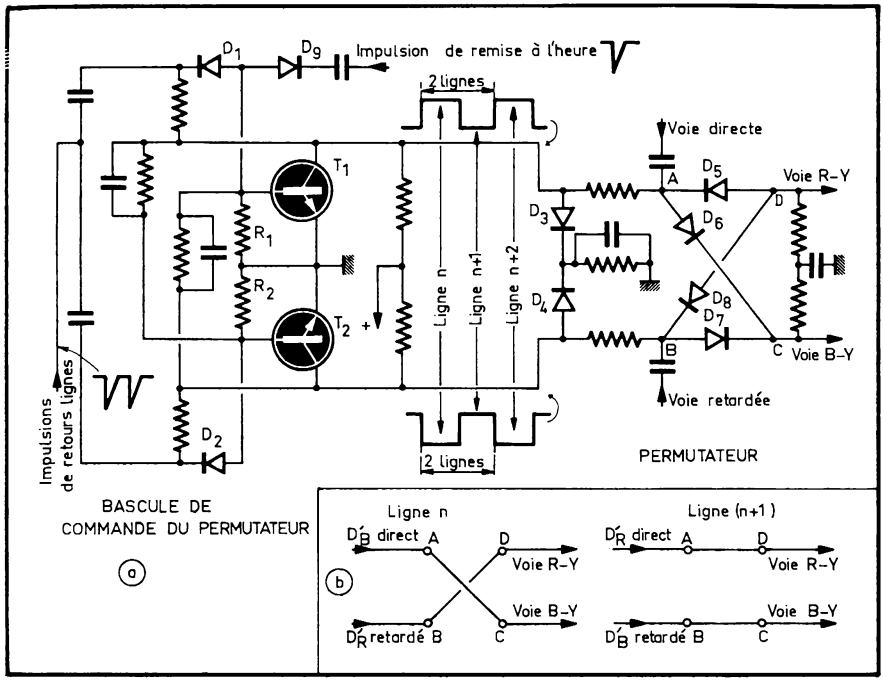


Fig. 22-21. — Le permutateur et sa bascule de commande (**a**), et son principe de fonctionnement (**b**).

bloque — ce qui rend T_2 conducteur — et le permutateur se trouve positionné correctement au début de la trame suivante où le portier ouvre de nouveau la voie de chrominance;

— T_1 n'était pas conducteur : l'impulsion négative n'a aucun effet et le portier reste fermé pour la durée de la trame en cours. Au début de la trame suivante, la bascule a effectué un nombre impair d'alternances; elle est donc dans l'état correspondant à la conduction de T_1 lorsque l'impulsion négative de remise à l'heure lui est appliquée. On se retrouve alors dans le cas précédent, mais la remise au pas a entraîné la perte des informations de couleurs sur deux trames successives.

La diode D_9 a pour fonction de ne laisser passer vers la base de T_1 que les impulsions négatives de remise à l'heure et de bloquer les impulsions positives délivrées par T_2 (fig. 22-10*b*) lorsque le portier se remet dans l'état passant, impulsions qui pourraient entraîner une « remise au pas » erronée du permutateur.

Remarquons que pour éviter la perte des informations de couleurs sur une ou deux trames, lorsque le permutateur est mal positionné, on peut, par exemple, utiliser pour sa remise au pas, non pas l'impulsion délivrée par le portier lorsqu'il passe à l'état bloqué, mais, directement, les impulsions d'identification recueillies à la sortie de la matrice $E'_V - E'_Y$. Nous avons vu (§ 2-12) qu'elles y apparaissent normalement en lancées positives. Si le permutateur est déphasé, elles seront en lancées négatives : en les appliquant en lieu et place de l'impulsion du portier, sur la base de T_1 (fig. 22-21), via la diode D_9, on obtient une remise en phase de la bascule de commande du permutateur, au plus tard à la deuxième des lignes pendant lesquelles sont

transmis les signaux d'identification, en début de la première trame où est détectée l'erreur d'aiguillage. La remise au pas est donc effectuée avant même que le portier n'ait détecté cette erreur (puisqu'il ne se bloque qu'après intégration de plusieurs lignes d'identification) et il n'y a aucune perte d'information de couleurs.

Nous n'avons donné ici que deux exemples de circuit de commande du permutateur, étant bien entendu que bien d'autres systèmes peuvent être employés, utilisant des bascules de types divers; par exemple, le montage de la figure 22-22 (bascule de Schmitt) dont le principe de fonctionnement est assez comparable à celui que nous venons d'étudier. A noter d'ailleurs que ces montages seront de plus en plus réalisés sous forme intégrée.

3-2-2. — *Limiteurs des voies R-Y et B-Y avant démodulation*

En série avec les deux sorties R-Y et B-Y du permutateur sont disposés — suivant une méthode classique en réception de radiodiffusion F.M. — deux limiteurs d'amplitude, constitués par deux paires de diodes montées tête-bêche (fig. 22-23) qui, avec leurs circuits de commande associés, remplissent les fonctions suivantes :

— Eliminer toute trace de modulation parasite d'amplitude de la sous-porteuse, puisque nous savons que la détection F.M. est sensible aux variations d'amplitude du signal H.F. porteur;

— Equilibrer les amplitudes du signal de sous-porteuse dans les deux voies R-Y et B-Y. A cet effet, on peut agir simultanément et en sens inverse sur les seuils des limiteurs des deux voies par la commande du potentiomètre P_1 qui, lorsque son curseur est dans la position médiane, fixe ces seuils à un même niveau. Si on déplace ce curseur dans un sens ou dans l'autre, le

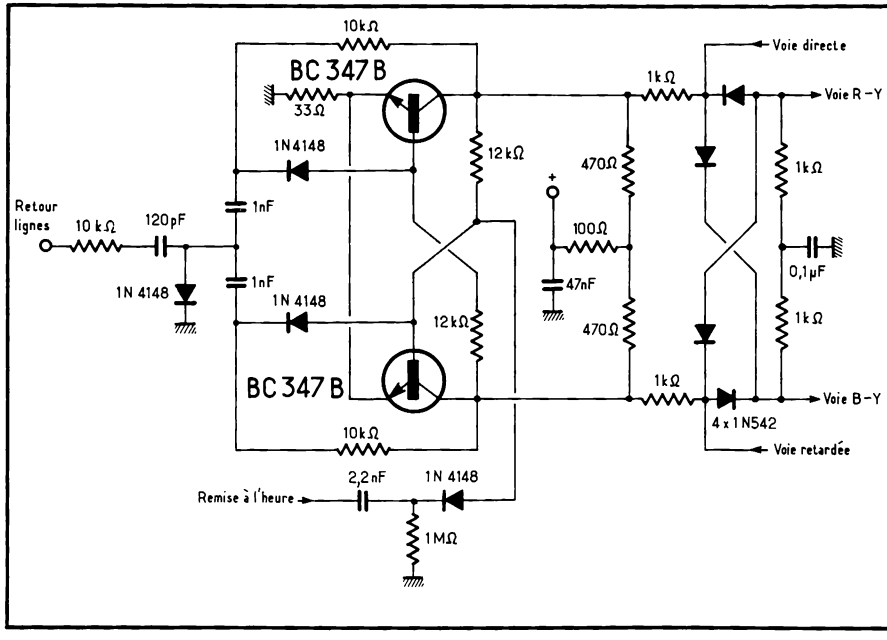


Fig. 22-22. — Autre type de bascule pour la commande du permutateur.

déséquilibre des seuils des limiteurs se traduira par une variation de la teinte reproduite. On dispose ainsi d'un réglage de teinte;

— Fixer le rapport luminance-chrominance à une valeur correcte en agissant de façon similaire et simultanée sur les seuils des deux limiteurs par l'intermédiaire du potentiomètre P_2, qui dose la tension appliquée aux limiteurs. Cette tension est une fraction de la tension positive de commande de contraste de la voie de luminance. Ainsi, le réglage du contraste n'aura aucune influence sur le rapport luminance-chrominance. D'autre part, pour un réglage de contraste donné, ce même potentiomètre P_2 permet d'agir sur ce rapport et donc de faire varier la saturation des couleurs reproduites.

On peut aussi alimenter le potentiomètre P_2 à partir d'une tension continue positive fournie par l'alimentation, et coupler mécaniquement P_2 au potentiomètre de contraste de la voie de luminance. Dans ce cas, il faut prévoir, en série avec P_2 un autre potentiomètre pour permettre l'ajustage séparé de la saturation.

3-2-3. — *Amplificateurs de voies et démodulateurs F.M. - Désaccentuation*

Chaque sortie du permutateur alimente, via un étage amplificateur, un démodulateur de fréquence. Hormis le fait que chaque discriminateur est

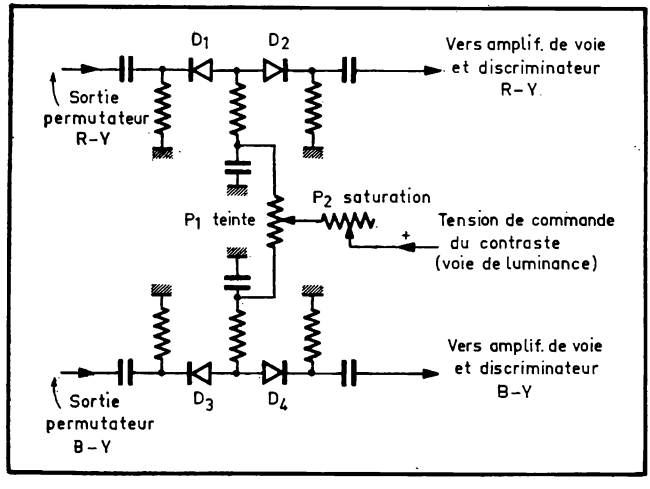


Fig. 22-23 — Limiteurs des voies R—Y et B—Y (avant démodulation) et circuits de réglage de leur seuil assurant, conjointement, un moyen de réglage de la teinte et de la saturation.

accordé sur la fréquence de repos de sous-porteuse des signaux chroma transmis sur sa voie ($f_{OR} = 4{,}406$ MHz sur la voie R-Y, $f_{OB} = 4{,}250$ MHz sur la voie B-Y) et que le sens de branchement des diodes d'un discriminateur donné est inversé par rapport à celles de l'autre discriminateur (afin de tenir compte des sens inverses de modulation de D'_R et D'_B), les deux voies sont de constitution identique.

L'étage amplificateur de voie (fig. 22-24) est chargé par un ensemble de circuits couplés magnétiquement et (ou) électriquement. Le circuit du secondaire comporte classiquement deux circuits de détection (pour plus de détails sur le fonctionnement du discriminateur Foster-Seeley et du détecteur de rapport, voir chap. 9, § 3-2-2, et chap. 28, § 1-2-2 et 1-2-3). Lorsque la sous-porteuse transmise est à sa fréquence de repos (f_{OR} ou f_{OB}), la tension de sortie du discriminateur est nulle (à condition que son « calage » soit correct). Pour tout écart de fréquence, cette tension prend une valeur proportionnelle à

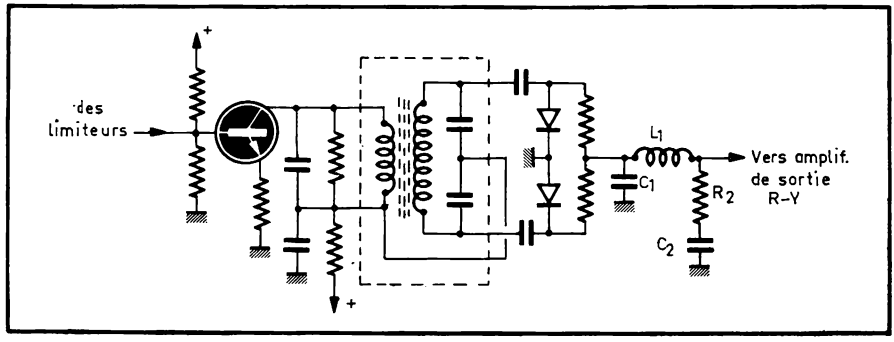


Fig. 22-24 — Etage amplificateur de voie à transistor et démodulateur F.M.

l'amplitude de cet écart et de signe positif ou négatif suivant le sens de la variation de fréquence; notons que suivant le sens de branchement des diodes, on peut aussi bien obtenir une tension détectée positive que négative, pour une même dérive positive de fréquence, par exemple.

Les performances exigées des discriminateurs *SECAM* sont très poussées : ils délivrent, en effet, non des signaux B.F., comme en radiodiffusion F.M., mais vidéo, dont le spectre s'étend depuis le courant continu jusqu'à 1,5 MHz. Il faut donc réaliser un discriminateur à large bande, dont la fréquence d'accord — ou encore le « zéro » — soit très stable, toute dérive de zéro entraînant un virage coloré des gris sur l'écran du récepteur. La dérive maximale admise est de 14 kHz (soit de l'ordre de 3 ‰ par rapport à la fréquence moyenne de sous-porteuse, 4,30 MHz), et la distorsion de linéarité ne doit pas dépasser 10 % pour l'excursion utile, $\pm$ 230 kHz, et 20 % pour l'excursion maximale, $\pm$ 500 kHz.

Aussi les méthodes de réalisation des discriminateurs *SECAM* diffèrent-elles quelque peu de celles employées en réception de radiodiffusion F.M. En particulier, l'injection de la tension primaire en un point symétrique du secondaire est réalisée par un point milieu sur le condensateur d'accord (constitué par deux condensateurs identiques en série) au lieu de l'être par le point milieu d'un enroulement secondaire bobiné en bifilaire; dans ce dernier cas, en effet, la capacité parasite du bifilaire, en parallèle sur la capacité d'accord, réduirait la stabilité en température. Les condensateurs d'accord doivent avoir un coefficient de température pratiquement nul (une tolérance de $\pm$ 40.10^{-6}/°C est admise, entraînant une dérive possible de $\pm$ 3 kHz).

Le couplage entre le primaire et le secondaire doit être plus important qu'en radiodiffusion F.M., puisque la bande passante relative $f_0/\Delta f$ est de 3,7 au minimum, contre 10 en radio F.M. Si ce couplage est réalisé magnétiquement (fig. 22-24), le primaire et le secondaire sont bobinés aux deux extrémités d'un même bâtonnet en ferroxcube, ou sur deux bâtonnets mis bout à bout, la variation de l'entrefer entraînant une variation du couplage. On peut aussi réaliser un couplage purement électrique par capacité ou inductance, solution qui offre un plus grand choix pour la confection optimale des bobinages, primaire et secondaire étant indépendants (magnétiquement).

Pour compenser la dérive éventuelle des discriminateurs, ou tout au moins pour atténuer ses effets, la solution généralement adoptée — bien que peu orthodoxe — consiste à ne transmettre que partiellement la composante continue des signaux de chrominance aux électrodes de modulation du tube

trichrome. Une autre solution, plus rigoureuse, consisterait à mettre à profit la transmission, sur le palier arrière de suppression lignes, de la salve de sous-porteuse à la fréquence de repos, pour procéder à un alignement au niveau « zéro », par clamp, des tensions délivrées par les discriminateurs. Cette solution sera étudiée plus en détail par la suite, lorsque nous parlerons de la restitution de la composante continue dans les étages de sortie chrominance.

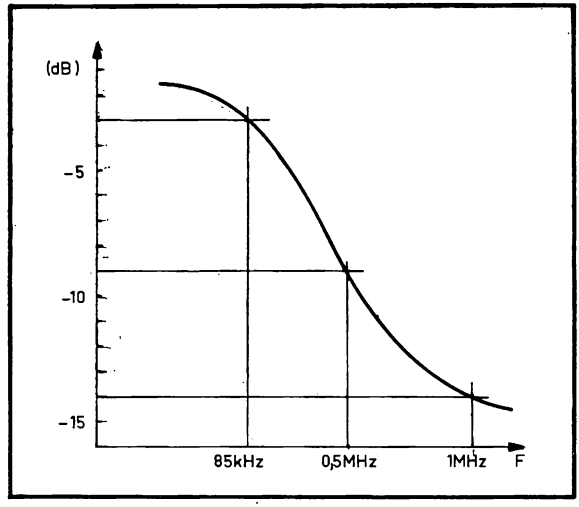
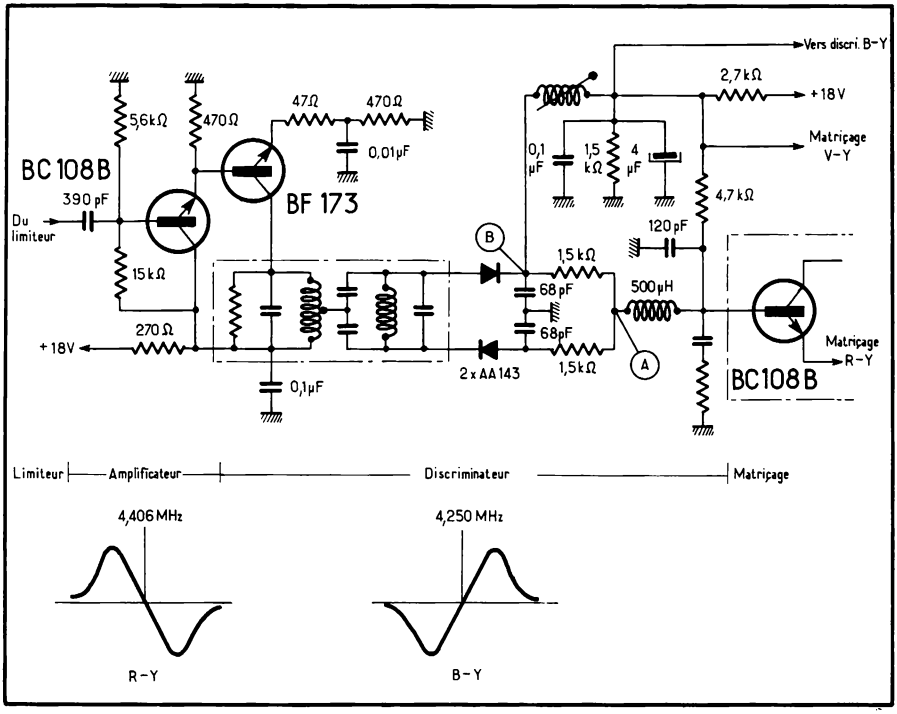


Fig. 22-25. — Courbe de désaccentuation des fréquences élevées appliquée à la réception en système **SECAM.**

Fig. 22-26. — Schéma pratique d'une voie de discriminateur et courbe de réglage.

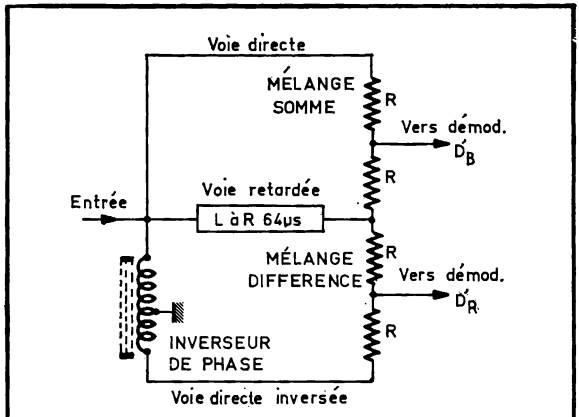


Après modulation, les résidus de sous-porteuse sont éliminés par un filtre passe-bas (L_1-C_1, fig. 22-24), auquel fait suite un circuit de désaccentuation, R_2-C_2, dont la courbe est complémentaire de celle de la préaccentuation des fréquences élevées effectuée à l'émission (fig. 22-25).

La figure 22-26 donne un schéma pratique de discriminateur. Une seule voie est représentée, l'autre étant rigoureusement identique aux fréquences de réglage des zéros près. A noter qu'ici le matriçage se fait dans la platine de chrominance et non sur le tube-images.

3-3. — *CIRCUIT DE DÉCODAGE ET DE DÉMODULATION* N.T.S.C. *ET* PAL

Qui peut le plus, peut le moins. Aussi une platine de décodage *PAL* peut-elle être assez aisément utilisée pour la réception d'émissions de TVC codées en *N.T.S.C.*, à condition, évidemment, de mettre hors circuit certains de ses éléments. Nous allons donc étudier en détail les circuits de décodage et de



Ligne	Voie directe	Voie directe inversée	Voie retardée	Somme	Différence
n	D'_B, D'_R	$-D'_B, -D'_R$			
n+1	$D'_B, -D'_R$	$-D'_B, D_R$	D'^{*}_B, D'^{*}_R	$2\,D'_B$	$2\,D'_R$
n+2	D'_B, D'_R	$-D'_B, -D'_R$	$D'^{*}_B, -D'^{*}_R$	$2\,D'_B$	$-2\,D'_R$
n+3	$D'_B, -D'_R$	$-D'_B, D'_R$	D'^{*}_B, D'^{*}_R	$2\,D'_B$	$2\,D'_R$

Fig. 22-27. — Principe de fonctionnement des circuits de sommation dans un récepteur **PAL-DL.**

démodulation d'un récepteur *PAL-DL*, étant entendu que ceux d'un récepteur *PAL* simple s'en déduisent en supprimant les circuits de sommation et la ligne à retard. De même, la partie démodulation *N.T.S.C.* est identique à celle d'un récepteur *PAL* simple, au permutateur de phase de l'oscillateur de référence près.

Soulignons que la description que nous donnerons de ces circuits de décodage et de démodulation n'est nullement restrictive, car de nombreuses variantes peuvent être envisagées et sont effectivement adoptées par certains constructeurs.

3-3-1. — *Circuits de sommation*

Le principe de décodage *PAL-DL* (*cf.* chap. 8, § 3-2-2) consiste à effectuer la somme et la différence des signaux de chrominance transmis pendant la ligne en cours et de ceux transmis pendant la ligne précédente (afin de supprimer les erreurs de phase), mis en mémoire et restitués par une ligne à retard de 64 μs. Comme la phase de la composante modulée par D'_R est inversée à chaque ligne, cette composante s'annule dans le circuit d'addition du signal direct et du signal retardé, à la sortie duquel on ne retrouve plus que la composante de sous-porteuse modulée par D'_B. Cette dernière s'annule dans le circuit de différence qui ne délivre que la composante modulée par D'_R.

En pratique, ces différentes fonctions peuvent être assurées par des circuits passifs (fig. 22-27) : une ligne à retard; un mélangeur additionneur à résistances connecté à la voie directe et à la voie retardée; un mélangeur à résistances connecté à la voie retardée et à la voie directe, via un inverseur de phase (transformateur à point milieu), et devenant, pour cette raison,

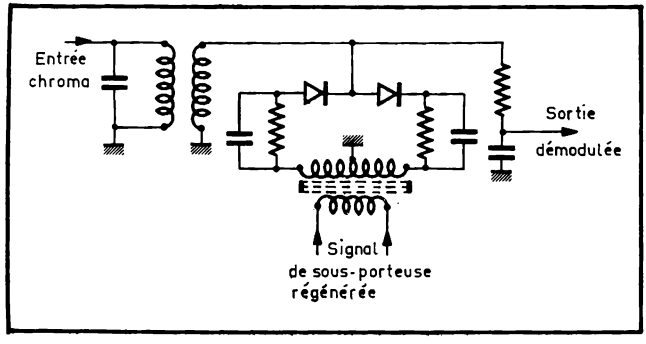


Fig. 22-28. — Schéma classique d'un démodulateur synchrone tel qu'utilisé dans les récepteurs **N.T.S.C.** ou **PAL.**

« soustracteur ». Pour compenser l'affaiblissement dans la ligne à retard, on peut prévoir un étage amplificateur dans la voie retardée, dont on ajustera le gain pour égaliser les amplitudes du signal de sous-porteuse à la sortie de cette voie et de la voie directe. Il faut tenir compte de l'inversion de phase du signal à sa sortie de l'amplificateur, le mélangeur « Somme » devenant alors mélangeur « Différence » et inversement.

3-3-2. — *Les démodulateurs synchrones - L'oscillateur de référence*

Les circuits de démodulation sont alimentés, dans le cas du *PAL-DL*, par les composantes séparées de sous-porteuse (l'une modulée par D'_R; l'autre par D'_B), issues des circuits de sommation, ou, dans le cas du *PAL* simple ou du *N.T.S.C.*, par les deux composantes en quadrature, non séparées, de la sous-porteuse de chrominance telles qu'elles sont délivrées par l'amplificateur d'entrée de la voie chroma.

Ces circuits comportent, sur chaque voie (D'_R et D'_B ou I et Q), un démodulateur synchrone recevant, par ailleurs, le signal de référence de sous-porteuse régénérée par l'oscillateur local. Le démodulateur de la voie D'_B ou I reçoit directement ce signal; l'autre démodulateur (D'_R ou Q) le reçoit après déphasage permanent de $+90°$, dans le cas du *N.T.S.C.* (chap. 8, § 2-2-2), ou après déphasage alterné de ligne en ligne de $\pm 90°$ dans le cas du *PAL* (chap. 8, § 3-2-2).

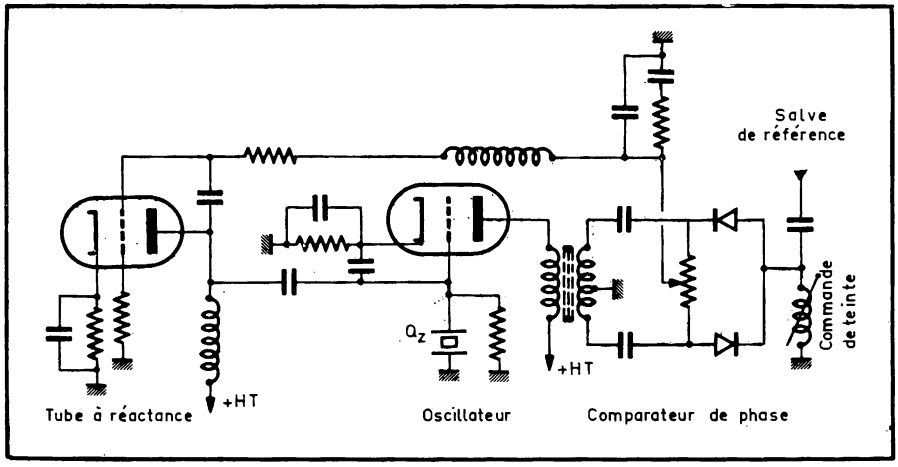


Fig. 22-29. — Oscillateur régénérateur de sous-porteuse et ses circuits d'asservissement en phase (comparateur et tube à réactance) dans un récepteur **N.T.S.C.**

La figure 22-28 montre un exemple assez classique de constitution de démodulateur synchrone dont le principe de fonctionnement a été exposé dans la première partie de cet ouvrage (chap. 8, § 1).

La figure 22-29 représente un exemple de réalisation de l'oscillateur local à quartz et du tube à réactance l'asservissant en phase à la salve de référence (*burst*) dans un récepteur *N.T.S.C.* A cette fin, le tube à réactance, qui a pour effet de mettre en parallèle sur le circuit de grille de l'oscillateur une réactance capacitive qui est fonction de sa pente (fig. 22-30), est commandé par une tension délivrée par un comparateur. Ce dernier compare la phase du signal de l'oscillateur local à celle de la salve de référence, transmise sur le palier arrière de suppression lignes. Lorsque l'oscillateur local est en avance, la tension délivrée par le comparateur est positive; cette tension appliquée, à travers un filtre passe-bas, à la grille du tube à réactance (tube

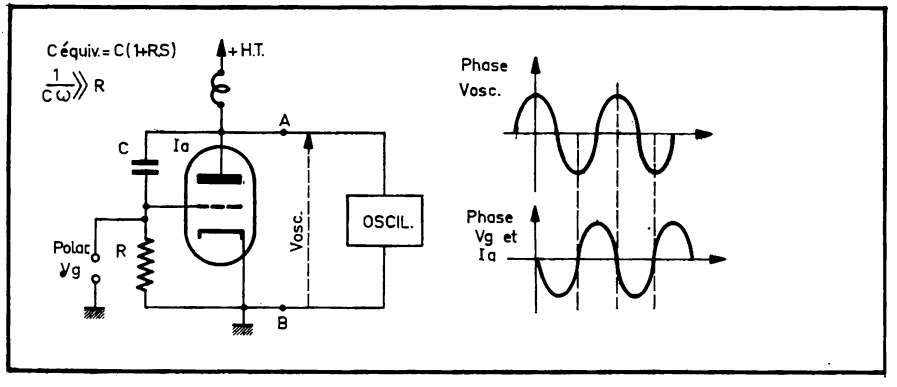


Fig. 22-30. — Principe de fonctionnement d'un tube à réactance. La tension de commande du tube V_g, est déphasée en avance sur la tension V_{osc} par le réseau CR. Cette tension détermine un courant d'anode I_a, en phase avec elle, donc en avance sur la tension d'anode V_{osc}. Tout se passe donc comme si le tube présentait une réactance capacitive connectée aux bornes de l'oscillateur.

à pente variable) augmente la pente de ce dernier et augmente donc son effet de capacité sur le circuit d'oscillation. Il s'ensuit un ralentissement de l'oscillateur local qui assure son réalignement en phase. Dans le cas d'un retard de l'oscillateur, la tension délivrée par le comparateur est négative, et, par un processus inverse du cas précédent, on obtient une accélération de l'oscillateur jusqu'à obtention de la phase correcte.

Une autre méthode d'asservissement en phase de l'oscillateur local utilisable dans le cas du *PAL*, met à profit l'inversion de phase $\pm$ 135°, de ligne en ligne, des salves de sous-porteuse de référence. Un démodulateur synchrone alimenté par ces salves et par le signal de l'oscillateur local, déphasé en permanence de + 90° (par rapport à l'axe de modulation B′ — Y′), fournira sur sa sortie des créneaux, représentant les enveloppes de salves, alternativement positives ou négatives, de ligne en ligne (fig. 22-31). Lorsque la phase de l'oscillateur est correcte, ces créneaux sont symétriques et leur sommation a pour résultat une tension nulle. En cas de décalage de la phase de l'oscillateur, il apparaît une dissymétrie des créneaux positifs et négatifs, qui se traduit, après intégration, par une tension positive ou négative d'erreur que l'on utilisera pour commander un tube à réactance ou encore une diode à capacité variable asservissant l'oscillateur.

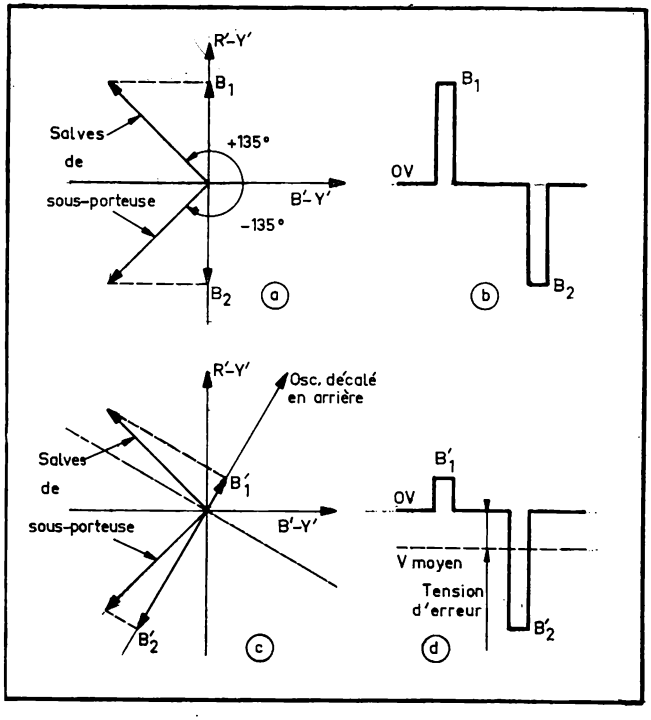


Fig. 22-31, ci-contre. — Principe de l'asservissement en phase, en système **PAL**, de l'oscillateur régénérateur de sous-porteuse par la tension issue de la détection, suivant l'axe R′—Y′, des salves de référence ; lorsque le calage en phase est correct, la tension moyenne délivrée est nulle (**b**).

3-3-3. — *Alternats de la phase du signal de sous-porteuse local (système PAL)*

On sait que, du fait de l'alternat de modulation de la composante de sous-porteuse portant l'information D'_R, il faut prévoir, dans les récepteurs *PAL*, une alimentation du démodulateur de la voie correspondante par un signal

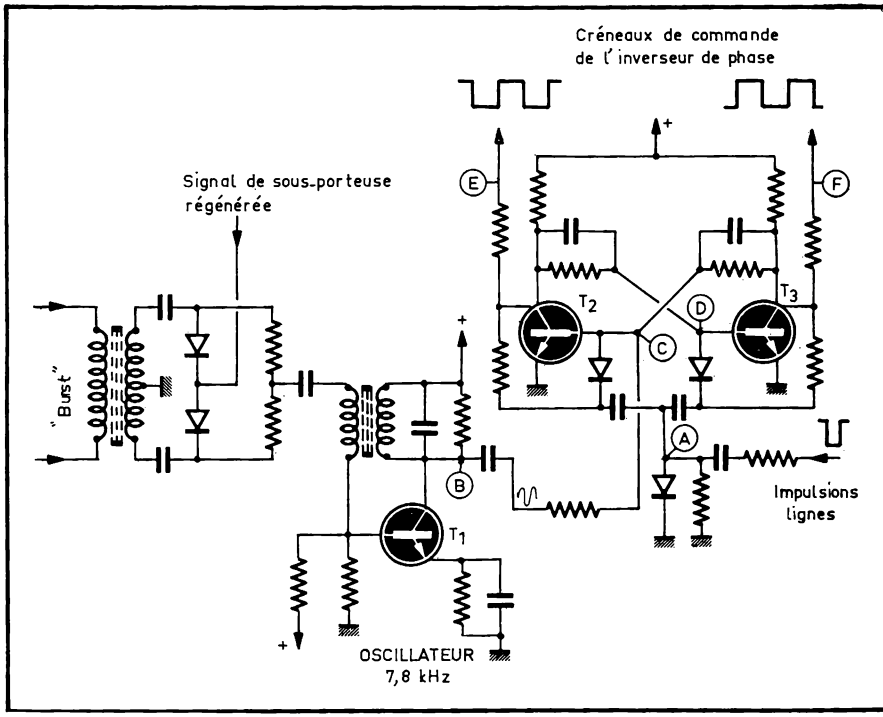


Fig. 22-32. — Circuit de commande de la bascule d'inversion de phase du signal de sous-porteuse alimentant le démodulateur R—Y (système **PAL**).

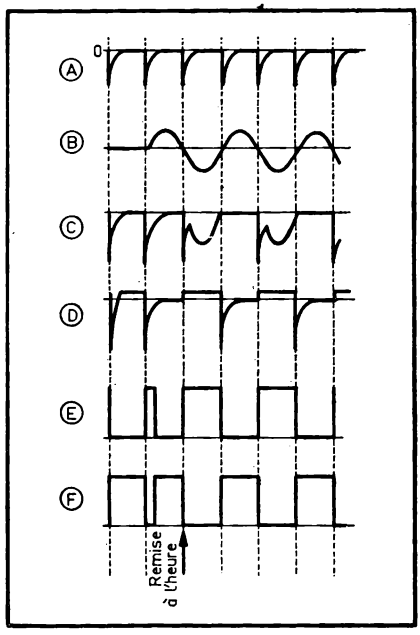


Fig. 22-33. — Principe de la remise à l'heure de la bascule d'inversion de phase de la figure 22-32.

de sous-porteuse régénérée, alternativement déphasé de + 90° et — 90° (par rapport à l'axe de démodulation de D'_B), de ligne en ligne.

De plus, il faut s'assurer que le système de commutation de déphasage + 90°, — 90°, fonctionnant au rythme de la demi-fréquence lignes, est bien « calé » sur la phase de modulation à l'émission. Dans le cas contraire, le signal D'_R démodulé serait de polarité inverse de celle qu'il a en fonctionnement correct, et les couleurs obtenues sur l'écran seraient totalement aberrantes.

Pour assurer cette synchronisation, avec l'émission, des alternats de la phase du signal de sous-porteuse régénérée envoyé au discriminateur R-Y, en parant à toute éventualité de remise en phase intempestive provoquée par un signal parasite, la solution généralement adoptée consiste à commander une bascule bistable, à la fois par les impulsions de retours lignes et par un oscillateur de fréquence 7,8 kHz (demi-fréquence lignes), lui-même asservi par les créneaux résultant de la démodulation, suivant l'axe R-Y, des salves de

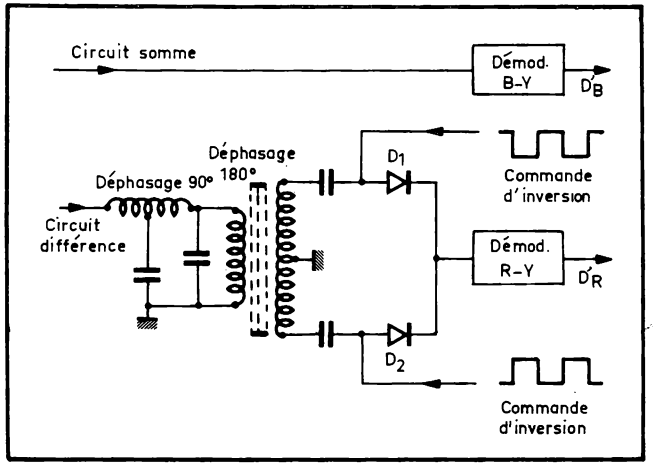


Fig. 22-34. — Synoptique illustrant le principe d'alimentation du démodulateur R—Y en sous-porteuse, de phase alternée de ligne en ligne, dans un récepteur **PAL.**

sous-porteuse de référence. La phase de ces salves changeant au rythme des lignes (+ 135° pour les lignes pendant lesquelles la modulation de D'_R a une phase de + 90°, et — 135° pour les lignes de phase — 90°), les créneaux seront alternativement positifs et négatifs et asserviront obligatoirement l'oscillateur à des alternances de mêmes polarités. La figure 22-32 donne un schéma type des circuits de commande de la bascule d'inversion de phase, dans un récepteur *PAL,* et la figure 22-33 illustre le principe de la remise au pas de cette bascule.

Cette dernière délivre donc des créneaux qui commandent successivement le blocage ou le déblocage de deux diodes D_1 et D_2, intercalées entre les extrémités d'un enroulement d'un transformateur, déphasant de $\pm$ 90° le signal de sous-porteuse régénéré, et le démodulateur de la voie R-Y (fig. 22-34).

4. — Amplification et matriçage des signaux de différence de couleurs

L'amplitude des signaux de chrominance démodulés est insuffisante pour moduler directement le tube trichrome. On doit donc effectuer une amplification finale sur chacune des voies R-Y et B-Y pour amener les signaux de différence de couleurs au niveau nécessaire.

D'autre part, il faut reconstituer l'information V-Y, pour l'attaque du canon « vert », opération qui peut être effectuée après amplification de D'_B et D'_R et dématriçage de ces informations, soit, pour un récepteur *SECAM* :

$$E'_R - E'_Y = -\frac{D'_R}{1,9};$$

$$E'_B - E'_Y = \frac{D'_B}{1,5}.$$

Nous savons que le sens de démodulation choisi sur le discriminateur R-Y est tel que la tension détectée obtenue représente $(-D'_R)$. Les relations ci-dessus correspondent donc à de simples divisions de tension, aisément réalisables avec des ponts de résistances ou, encore, en dosant les gains des étages d'amplification respectifs dans les rapports $\frac{1}{1,5} = 0,666$, pour la voie B-Y et $\frac{1}{1,9} = 0,507$ pour la voie R-Y.

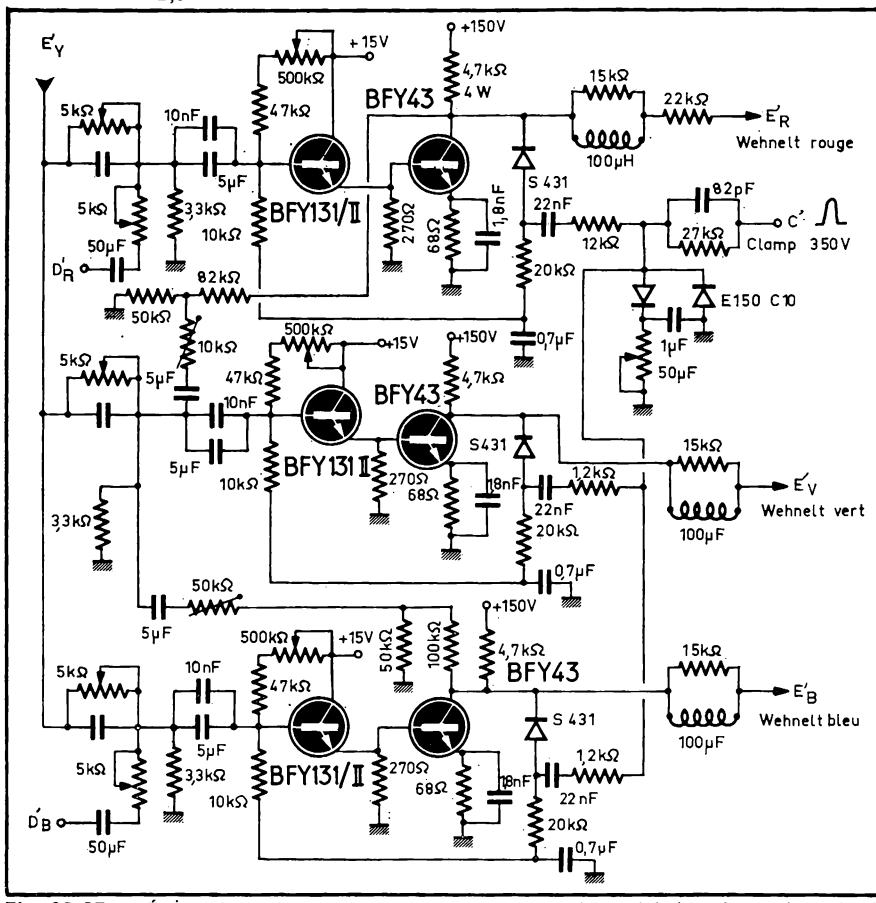


Fig. 22-35. — Étages de sortie à transistors et matrices pour la modulation des seuls wehnelts du tube trichrome par les signaux E'_R, E'_V et E'_B.

L'information du vert sera reconstituée d'après la relation

$$E'_V - E'_Y = -[0{,}51\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}19\ (E'_B - E'_Y)].$$

Il suffit donc également d'une simple matrice à résistances, qui aura pour effet d'additionner, dans les proportions de la relation ci-dessus, une partie de la tension recueillie à la sortie de la voie R-Y et une partie de celle recueillie à la sortie B-Y. L'inversion de polarité (signe moins) est obtenue par le passage dans l'étage amplificateur de sortie V-Y. Notons que, pour tenir compte de l'amplification A_V de cet étage, il ne faut appliquer sur son entrée que les tensions répondant à la relation

$$\frac{0{,}51}{A_V}(E'_R - E'_Y) + \frac{0{,}19}{A_V}(E'_B - E'_Y).$$

La figure 22-35 donne un exemple de réalisation d'étages et de matrices de sortie de chrominance à transistors (récepteur *SECAM*).

La figure 22-36 montre un autre schéma dans lequel le matriçage s'effectue au niveau de la platine de chrominance (il s'agit d'ailleurs de la suite de la figure 22-26). C'est la solution généralement adoptée actuellement avec les circuits transistorisés. Les informations de couleur R, B, V, sont appliquées directement aux cathodes du tube-images. Les wehnelts sont alimentés par une tension fixe et reçoivent les impulsions d'effacement (circuits non représentés dans la figure). Le gain des différents amplificateurs est ajusté pour obtenir les valeurs correctes de matriçage après que l'information V-Y ait été normalement reconstituée.

Les valeurs de matriçage dans un récepteur *PAL* sont un peu différentes de celles que l'on trouve dans un récepteur *SECAM*, compte tenu des atténuations effectuées à l'émission sur les signaux D'_R et D'_B, pour éviter les surmodulations (*cf.* chap. 8). A la sortie des démodulateurs, on recueille les tensions suivantes :

$$D'_R = 0{,}877\ (E'_R - E'_Y);$$
$$D'_B = 0{,}493\ (E'_B - E'_Y).$$

Ces différences relatives de niveau pourront être compensées par des diviseurs à résistances appropriés ou en ajustant les gains relatifs des étages de sortie aux valeurs ci-après :

$$A'_R = \frac{1}{0{,}877} = 1{,}14, \text{ pour la voie R-Y;}$$

$$A'_B = \frac{1}{0{,}493} = 2{,}03, \text{ pour la voie B-Y.}$$

Si le matriçage donnant $E_V' - E_Y'$ est effectué à partir des signaux recueillis à la sortie des amplificateurs R-Y et B-Y, les valeurs à adopter sont les mêmes que celles que nous avons indiquées pour le *SECAM*, soit

$$E'_V - E'_Y = -\frac{1}{A_V}[0{,}51\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}19\ (E'_B - E'_Y)],$$

l'inversion de signe étant assurée, comme précédemment, par le passage dans l'amplificateur V-Y.

Si le matriçage de $E'_V - E'_Y$ est effectué à partir des signaux recueillis à la sortie des démodulateurs D'_R et D'_B, on compensera les atténuations respectives de ces signaux en adoptant les valeurs de matriçage suivantes :

$$E'_V - E'_Y = -(0{,}582\ D'_R + 0{,}378\ D'_B).$$

En *N.T.S.C.*, la démodulation suivant les axes I et Q entraîne une complication des circuits de matriçage. De plus, il faut prévoir dans la voie I une ligne à retard pour compenser l'accroissement du temps de transmission dans la voie Q, dont la bande passante est plus étroite (1,3 MHz pour la voie I, 0,5 MHz pour la voie Q). La figure 22-37 représente le synoptique correspondant à cette solution, où l'on obtient, après démodulation :

$$E'_I = 0{,}74\ (E'_R - E'_Y) - 0{,}27\ (E'_B - E'_Y);$$
$$E'_Q = 0{,}48\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}41\ (E'_B - E'_Y).$$

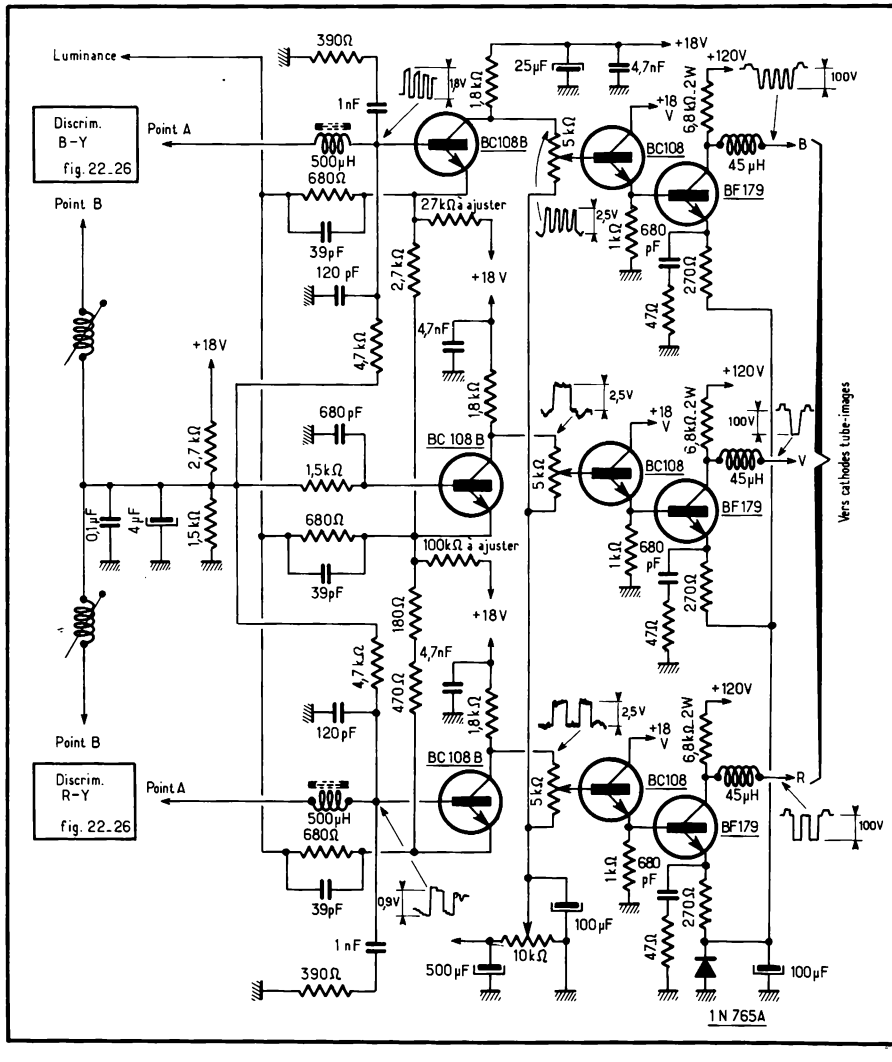


Fig. 22-36. — Autre schéma de matriçage pour récepteur SECAM avec lequel on applique les informations directement aux cathodes du tube-images.

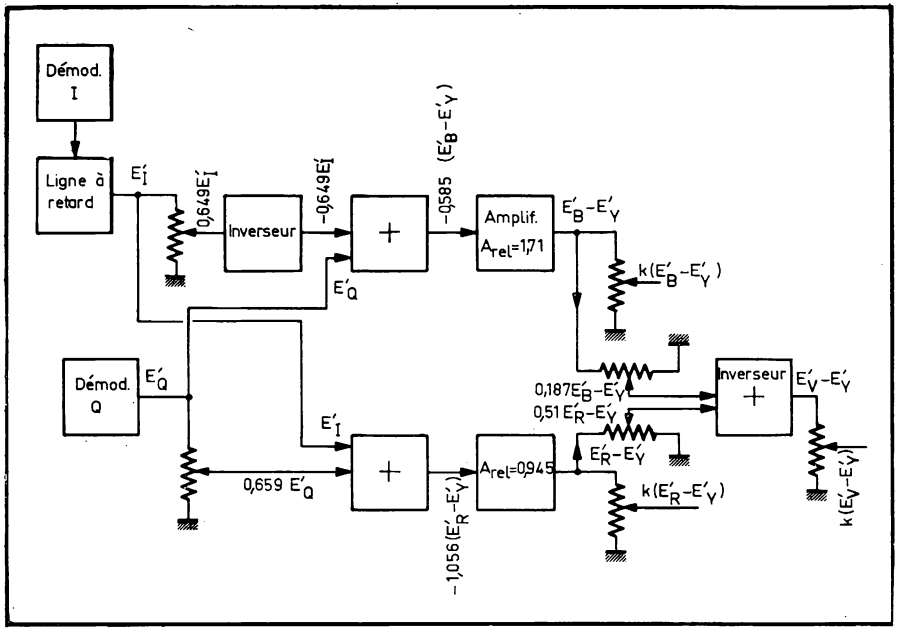


Fig. 22-37. — Matrices de sortie dans un récepteur **N.T.S.C.**, dans le cas d'une démodulation suivant les axes I et Q.

Il faut donc effectuer les divisions et changements de signe permettant de retrouver

$$E'_B - E'_Y = \frac{E'_Q - 0{,}649\ E'_I}{0{,}585}$$

et

$$E'_R - E'_Y = \frac{E'_I + 0{,}659\ E'_Q}{1{,}056}.$$

Ensuite, on reconstituera l'information du vert, soit

$$E'_V - E'_Y = -[0{,}51\ (E'_R - E'_Y) + 0{,}187\ (E'_B - E'_Y)].$$

On voit que le nombre d'opérations nécessaires est assez important. Aussi, pour réduire le prix de revient des récepteurs, préfère-t-on souvent effectuer la démodulation suivant les axes R-Y et B-Y (il suffit alors de tenir compte des facteurs de réduction à l'émission, soit 0,49 pour D'_B et 0,88 pour D'_R, pour retrouver les informations B-Y et R-Y). Une autre possibilité s'offre avec le *N.T.S.C.*, qui permet, on le sait, de choisir des axes quelconques de détection : on démodule suivant les axes — X, à 250,5° de l'axe (B-Y), et — Z, à 187,5° de ce même axe de référence (fig. 22-38). Cette méthode permet l'emploi d'un matriçage simple (fig 22-39) : les tensions démodulées attaquent directement les étages amplificateurs et l'information du vert est obtenue par simple mélange sur la résistance commune de cathodes des trois étages. Il faut, cependant, tenir compte, dans le réglage des gains des amplificateurs, des affaiblissements qui affectent, après ce matriçage simplifié, les informations $E'_V - E'_Y$ et $E'_B - E'_Y$, soit respectivement 0,6 et 0,8. D'autre part, ce montage entraîne une certaine diaphotie, dans des limites d'ailleurs admissibles, d'une voie sur l'autre (environ 7 %).

Bien que de constitution simple, les étages d'amplification de sortie chrominance doivent répondre à un cahier des charges assez sévère :

— Bande passante de 1,5 MHz, pour un gain en tension de l'ordre de 50. Cependant, du fait que les charges sont purement résistives (et que la bande passante est relativement faible), il n'y a toutefois pas lieu, généralement, d'utiliser ici des circuits inductifs de correction aux fréquences élevées, comme il est d'usage de le faire dans la voie de luminance;

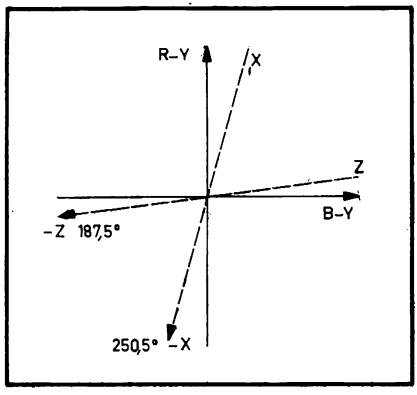


Fig. 22-38. — Choix de nouveaux axes de démodulation, X et Z, permettant une simplification des matrices d'un récepteur **N.T.S.C.**

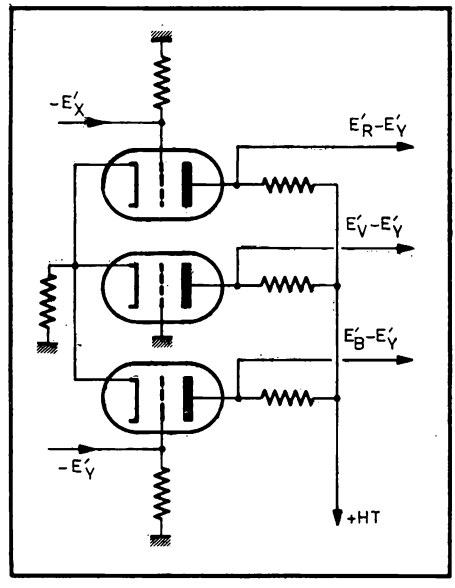


Fig. 22-39. — Matrice simple à tubes dans un récepteur **N.T.S.C.** où la démodulation est assurée suivant les axes X et Z.

— Stabilité du point de fonctionnement et des caractéristiques de gain lorsque les tensions d'alimentation subissent des fluctuations dues au réseau. Il est, en effet, primordial que le rapport luminance-chrominance soit respecté et, pour cela, que l'amplification des voies de chrominance ne varie pas indépendamment de celle de la voie de luminance.

Dans le système *SECAM,* la transmission fidèle des « zéros » de référence des discriminateurs, ainsi que celle des tensions continues correspondant à une teinte de fond unie, sont deux impératifs parfois difficiles à concilier. En effet, si l'on transmet ou si l'on reconstitue (suivant les méthodes exposées au sujet de la voie de luminance, *cf.* chap. 21, § 4) la composante continue du signal, on transmet par la même occasion les tensions de repos des discriminateurs, qui peuvent ne pas être nulles, si ces derniers ont dérivé. La conséquence en est une coloration des gris et des blancs de l'image.

On peut adopter une méthode d'alignement par clamp (fig. 22-40), mais il faut alors choisir comme niveau de référence soit la tension résiduelle de détection des discriminateurs, lors de la transmission des salves de sous-porteuse non modulée, sur le palier arrière d'effacement lignes, soit les paliers d'effacement lignes. Dans le premier cas, on ne restitue pas rigoureusement la composante continue du signal; dans le second cas, on ne compense pas la dérive des discriminateurs et on est amené, de plus, à compliquer le système de clamp par l'adjonction de circuits « nettoyant » le palier d'effacement de toute trace de sous-porteuse.

5. — Réalisations pratiques

5-1. — *PLATINE DE CHROMINANCE* SECAM

La platine de chrominance que nous donnons en exemple (fig. 22-41) est équipée entièrement de transistors, sauf en ce qui concerne les trois étages de sortie, à tubes; à l'époque de la réalisation de cette platine, ces derniers offraient encore, dans les conditions de gain et de bande passante requises pour ces étages, quelques avantages sur les transistors. Maintenant, ces étages sont transistorisés, comme nous pouvons le voir en figure 22-36, et seront dans l'avenir en circuits intégrés (sauf pour les étages de sortie) comme nous le verrons ultérieurement.

Le signal de sous-porteuse chrominance est prélevé par l'étage T_5, chargé, dans son collecteur, par le filtre « en cloche ». Après amplification dans les étages T_6 et T_7, un premier limiteur D_1-D_2 élimine toute trace de modulation d'amplitude de la sous-porteuse, puis un autre étage amplificateur T_8 alimente en signal chroma, d'une part, la voie directe, par C_{33}, d'autre part, la voie retardée, cette dernière comportant une ligne à retard de 64 μs, LR1, et deux étages d'amplification, T_9 et T_{10}, compensant l'atténuation subie par le signal.

Les voies directe et retardée attaquent les deux entrées d'un permutateur à transistors, T_{13}, T_{14}, T_{15} et T_{16}; la bascule commandant ce dernier, constituée par deux transistors à couplage mutuel base-collecteur, est synchronisée

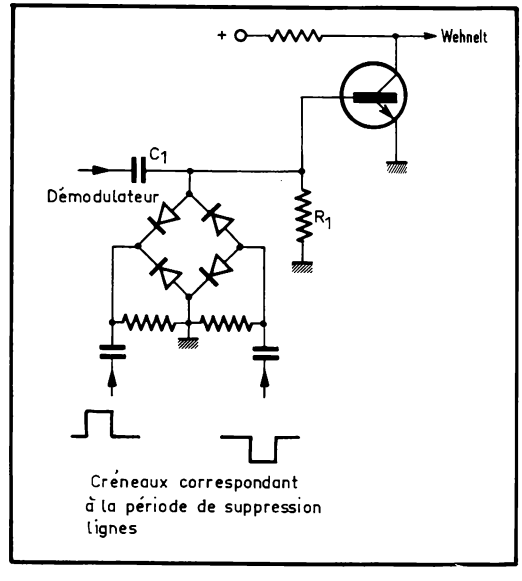


Fig. 22-40. — Circuit d'alignement par clamp pour la restitution de la composante continue, dans le cas d'une liaison vidéo par condensateurs.

par les impulsions de retours lignes, à travers C_{29}, et remise à l'heure, le cas échéant, par l'impulsion négative envoyée par le portier, à travers R_{75}, C_{48}, la diode D_5 (qui bloque l'impulsion positive de retour à l'état passant du portier) et C_{49}.

Le portier comporte quatre transistors : T_{21}, T_{22}, T_{23} et T_{24}. Il reçoit les impulsions de retours trames, par C_{28} et D_3, et les signaux d'identification, démodulés par le discriminateur R-Y, par C_{73}. Pour un fonctionnement normal, en réception couleurs, T_{24} ne conduit pas et la tension sur son

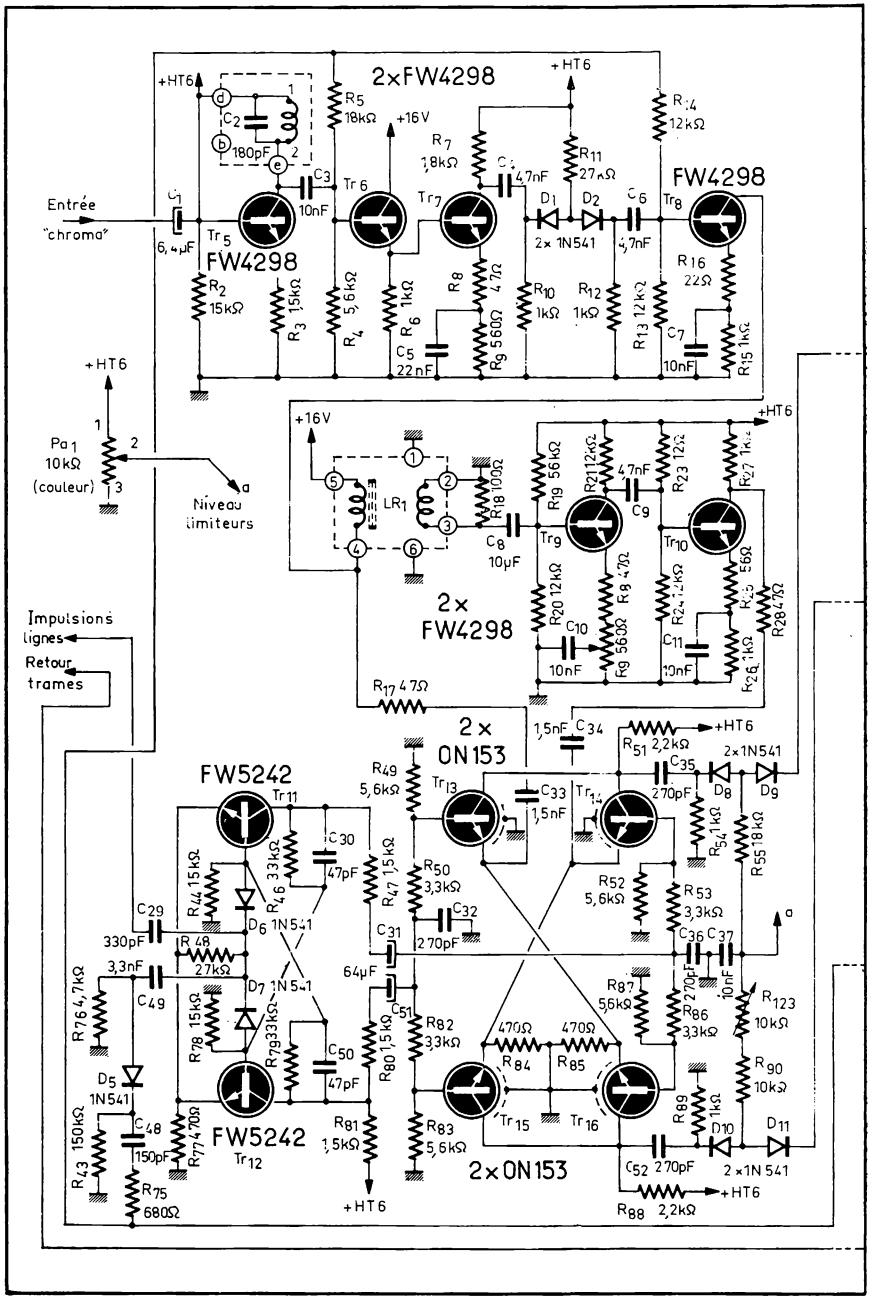
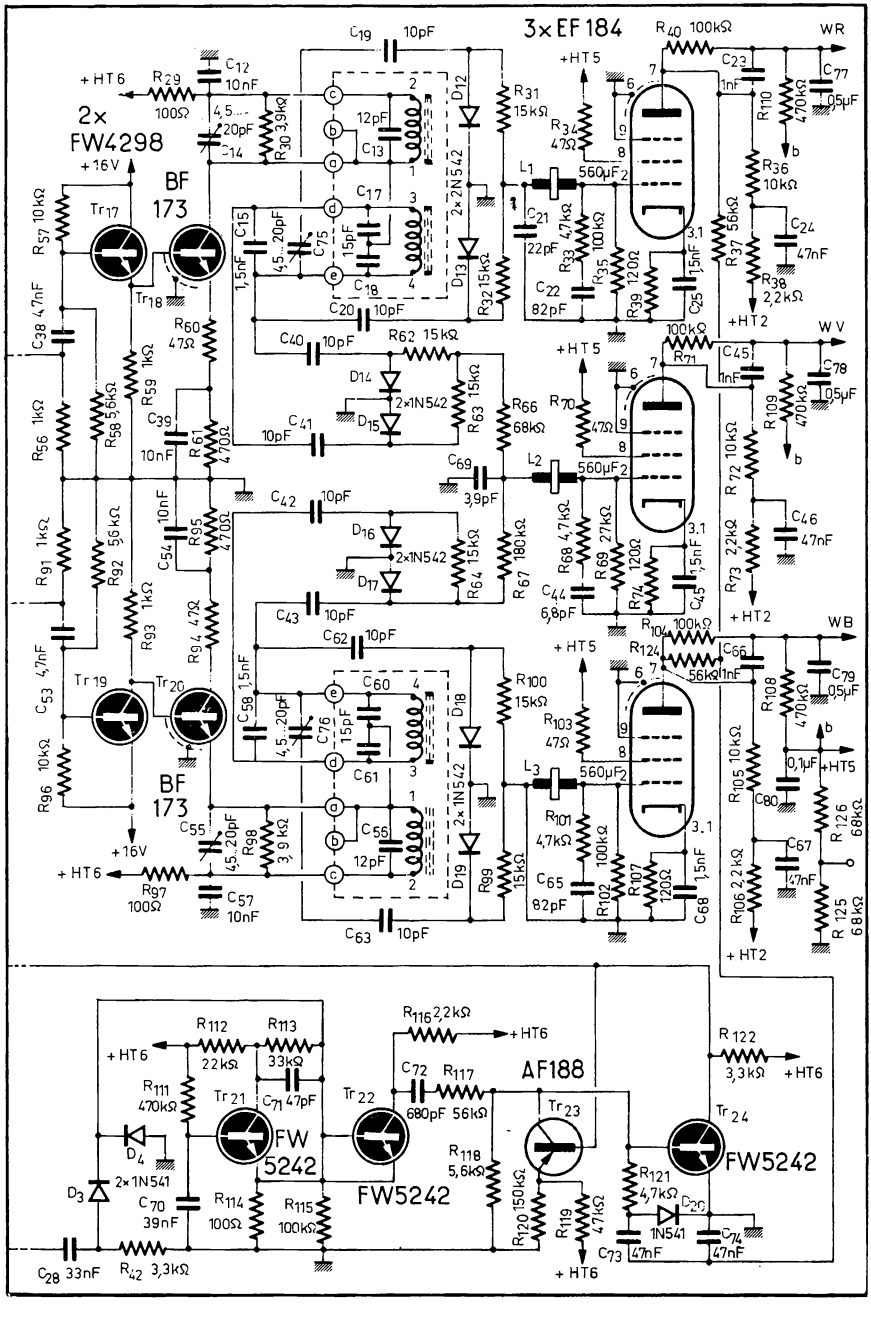


Fig. 22-41. — Platine de chrominance **SECAM** : exemple relevé sur le schéma d'un récepteur « C 116 » de **Pathé-Marconi.**



Suite de la figure 22-41.

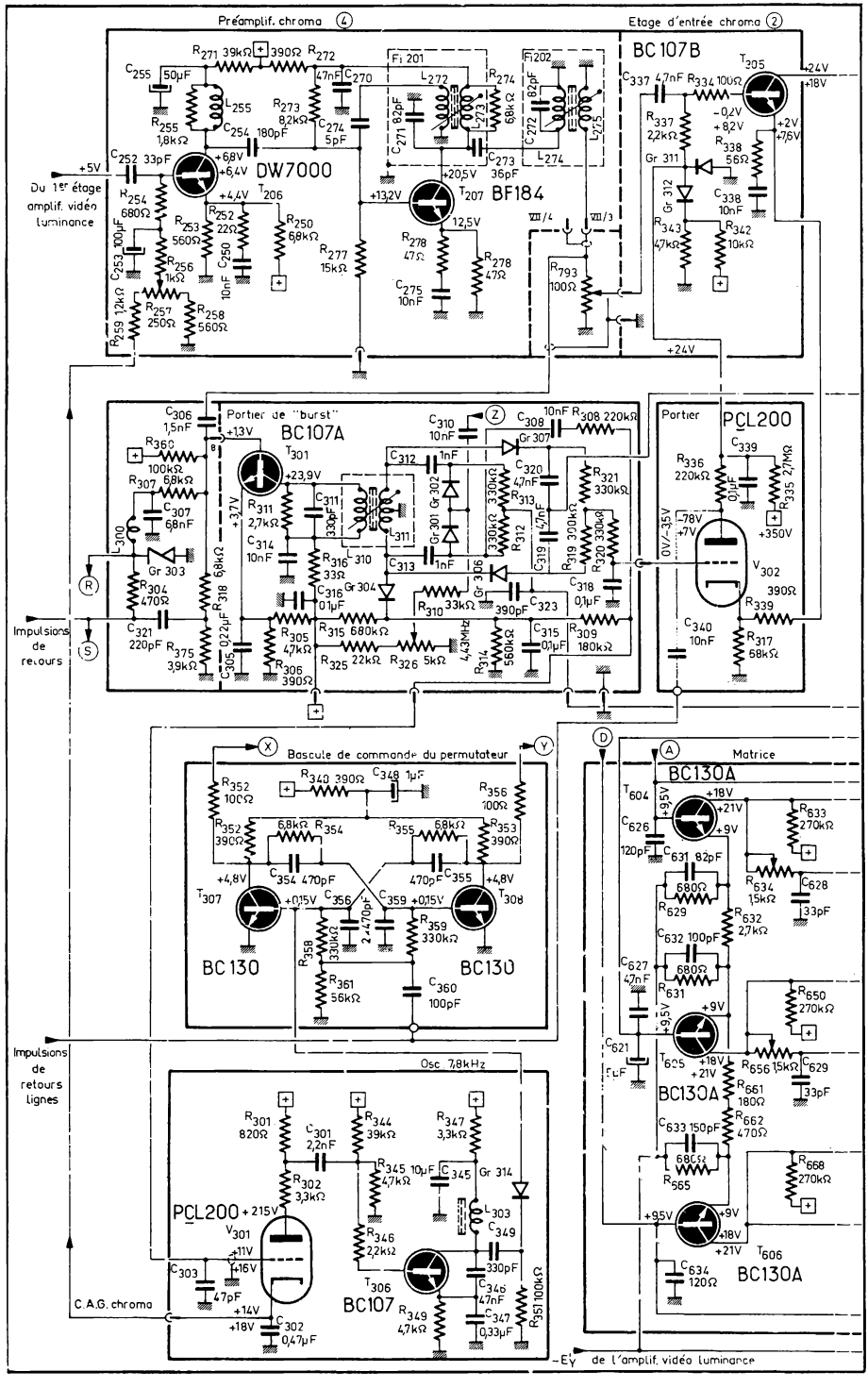
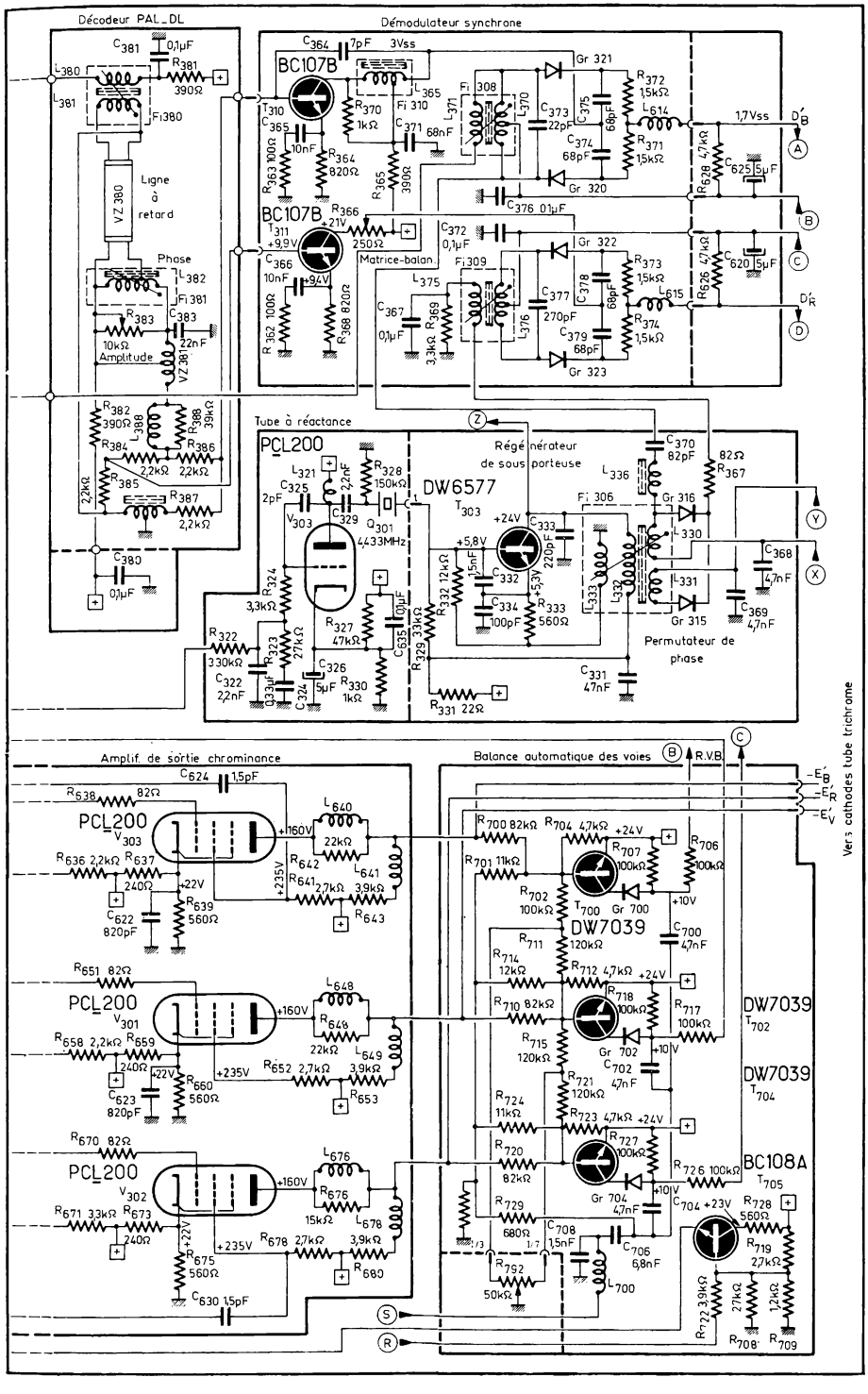


Fig. 22-42. — Circuits de chrominance d'un récepteur **PAL-DL** (modèle « CTV 2001 » de **Blaupunkt**).



Suite de la figure 22-42.

collecteur est positive (+ 18 V) ; cette tension est utilisée pour la polarisation des bases des étages amplificateurs d'entrée T_6 et T_8.

Si les signaux d'identification manquent (émission en noir et blanc) ou sont de polarité incorrecte (permutateur déphasé), T_{24} passe à l'état de conduction; la tension sur son collecteur s'abaisse brusquement à une valeur presque nulle (+ 1 V), ce qui a pour effet de bloquer les étages T_6 et T_8. Lors de ce passage de T_{24} de l'état de non-conduction à celui de conduction, le front correspondant à la brusque variation négative de tension sur le collecteur de ce transistor est différencié et atteint, par R_{75}, C_{48}, D_5 et C_{49}, la bascule de commande du permutateur dont il change la phase de commutation (en bloquant le transistor, T_{11} ou T_{12}, conducteur à ce moment).

Les deux sorties du permutateur sont connectées à deux voies symétriques comportant, chacune, tout d'abord un limiteur (D_8 et D_9, pour la voie R-Y, et D_{10} et D_{11}, pour la voie B-Y) dont le seuil est réglable, conjointement avec celui de l'autre limiteur, par le potentiomètre P_{a1} de commande de saturation. Le signal chroma limité et amplifié (T_{17}-T_{18}, pour la voie R-Y, et T_{19}-T_{20}, pour la voie B-Y) est démodulé par un discriminateur sur chaque voie, avec les diodes D_{12}-D_{13} (R-Y) et D_{18}-D_{19} (B-Y). Par ailleurs les tensions prélevées sur les enroulements secondaires des voies rouge et bleu sont démodulées par deux groupes distincts de diodes, D_{14}-D_{15} et D_{16}-D_{17}, et les tensions détectées obtenues sont mélangées dans les proportions voulues pour le matriçage de $E'_V - E'_Y$. L'inversion de signe nécessaire est obtenue par inversion des sens de branchement des groupes respectifs de diodes.

Enfin, les signaux de différence de couleur démodulés, transmis en liaison directe, pour la conservation de la composante continue, sont amplifiés par les étages à tubes, L_5 pour R-Y, L_6 pour V-Y et L_7 pour B-Y, et transmis, toujours en liaison directe, aux trois wehnelts du tube trichrome.

5-2. — *PLATINE DE CHROMINANCE* PAL-DL

Pour simplifier l'analyse de cette platine (fig. 22-42), nous examinerons tout d'abord la chaîne principale d'amplification, de décodage, de démodulation et de matriçage des signaux de chrominance, puis les circuits annexes comportant le portier de « burst », le discriminateur d'asservissement de la phase du générateur de sous-porteuse local et celui commandant le portier de couleur, l'oscillateur de référence avec son asservissement en phase par tube à réactance et, enfin, le permutateur de phase du signal de sous-porteuse local, envoyé au discriminateur R-Y, et sa bascule de commande.

Le signal de chrominance, prélevé au niveau du premier étage amplificateur de la voie de luminance et filtré dans les étages T_{206}-T_{207}, est envoyé, via un étage T_{305}, commandé par le portier, aux circuits de décodage (ligne à retard VZ_{380}, transformateur de déphasage et cellules de mélanges additif et soustractif à résistances). A la sortie de ces derniers, on recueille, d'une part, la composante de sous-porteuse modulée par D'_R, d'autre part, la composante modulée par D'_B. Chacune de ces composantes attaque le démodulateur synchrone de la voie correspondante, via un étage amplificateur (T_{310} pour la voie B-Y, T_{311} pour la voie R-Y). Les tensions démodulées, $-D'_R$ et $-D'_B$, sont alors envoyées dans une matrice, constituée par les étages à transistors T_{604} (voie B-Y), T_{606} (voie R-Y) et T_{605} (voie V-Y) et recevant, par ailleurs, l'information de luminance ($-E'_Y$). Ce sont donc les signaux E'_R, E'_B et E'_V qui sont délivrés par cette matrice et qui, après amplification finale et inversion de phase par les étages à tubes V_{303} (E'_B), V_{302} (E'_R) et V_{301} (E'_V), attaquent, en polarité négative, les trois cathodes séparées du tube trichrome.

Les liaisons, depuis les démodulateurs jusqu'aux cathodes du tube, sont

exemptes de condensateurs et transmettent donc la composante continue du signal. Trois étages, T_{700}, T_{702} et T_{704}, connectés en parallèle, respectivement sur les sorties E'_B, E'_V et E'_R, et débloqués par des impulsions positives de retours lignes, assurent l'alignement des trois voies d'amplification en ramenant au niveau de suppression lignes la polarisation de base des transistors de la matrice.

Un étage portier, T_{301}, débloqué par les impulsions de retours lignes, ne laisse passer vers l'enroulement primaire commun des discriminateurs d'asservissement de phase et de commande du portier couleurs que les salves de sous-porteuse de référence prélevées à la sortie des étages préamplificateurs de la voie chroma. L'enroulement secondaire commun de ces deux discriminateurs est connecté, d'une part, aux diodes Gr_{301}-Gr_{302} (discriminateur d'asservissement de phase), d'autre part, aux diodes Gr_{306}-Gr_{307} (discriminateur du portier couleurs). Le discriminateur du portier couleurs reçoit, par ailleurs, le signal de sous-porteuse locale, recueilli sur un enroulement du démodulateur B-Y. Lors d'une émission en couleurs, ce discriminateur détecte le « burst » et délivre une tension négative qui bloque le tube portier V_{302}, lequel permet alors la conduction de l'étage T_{305}. Inversement, en l'absence de « burst », V_{302} est conducteur, ce qui bloque T_{305}.

Le discriminateur d'asservissement de phase compare les phases du « burst » et du signal de sous-porteuse régénérée prélevé sur le collecteur de l'oscillateur T_{303}. Il délivre une tension (positive en cas d'avance de phase de l'oscillateur, négative dans le cas contraire) qui commande le tube à réactance V_{303} asservissant la fréquence de l'oscillateur de sous-porteuse locale, T_{303}, équipé d'un quartz 4,433 MHz.

Le signal délivré par ce dernier est envoyé directement au discriminateur B-Y et, par l'intermédiaire du permutateur de phase $\pm$ 90° (L_{330}-L_{331}-Gr_{316}-Gr_{315}) au discriminateur R-Y. Les diodes Gr_{316}, Gr_{315} de ce permutateur sont alternativement débloquées, au rythme de la demi-fréquence lignes, par la bascule T_{307}-T_{308}, commandée par des impulsions de retours lignes et maintenue en phase avec les séquences de permutation, effectuées à l'émission, par l'oscillateur 7,8 kHz, T_{306}; ce dernier est asservi en phase et en fréquence par les alternances négatives de « burst » (démodulé suivant l'axe R-Y), détectées par la diode Gr_{304}. Cette dernière est connectée à une extrémité du secondaire commun des discriminateurs d'asservissement de phase et de commande du portier. Le tube V_{301} remet en forme le produit de cette détection; les impulsions positives obtenues toutes les deux lignes sont envoyées sur la base de l'oscillateur 7,8 kHz qui est alors obligatoirement asservi à délivrer une alternance négative sur son collecteur à ce moment.

Le circuit cathodique de V_{301}, dont le débit est fonction de l'amplitude du « burst », se referme à la masse par R_{259}, R_{257}, R_{258}. Une fraction de la tension positive ainsi développée, recueillie sur le curseur de R_{257}, constitue la tension de C.A.G. chroma, polarisant la base de T_{206}.

CHAPITRE 23

SÉPARATION ET TRIAGE

Nous ne nous sommes préoccupés, jusqu'à présent, que de l'amplification des signaux reçus. Les problèmes que nous rencontrerons, à partir de ce chapitre, sont totalement différents. Si la forme et la composition des signaux nous importaient assez peu — notre seul souci était de ne pas introduire de distorsion — il va en être autrement à partir de maintenant. La séparation des impulsions de synchronisation et du signal de modulation est fondée sur la différence d'amplitude, tandis que le tri des impulsions de synchronisation lignes et trames s'effectue en tenant compte de leur durée, c'est-à-dire en faisant intervenir le facteur temps.

1. — Suppression de la modulation vidéo

Dans un précédent chapitre (*cf.* chap. 6, § 6-2), nous avons vu qu'il était nécessaire de synchroniser les balayages à l'émission et à la réception, et que nous disposions, à cet effet, d'impulsions incorporées, à l'émission, au signal de modulation image. Le signal vidéo complet comporte ainsi trois informations, qui doivent être aiguillées vers les étages auxquels elles sont destinées.

Mais si le signal vidéo complet contient bien trois informations, deux nous suffisent maintenant : celles qui sont destinées au déclenchement de la base de temps lignes et celles qui seront acheminées vers la base de temps trames. Nous étudierons par la suite le moyen de trier ces informations.

Pour le moment, notre objectif est d'éliminer les signaux de modulation image, afin qu'ils ne viennent pas perturber le fonctionnement des bases de temps. En effet, étant donné leur caractère aléatoire, tant en forme qu'en amplitude, il est impossible, en présence de tels signaux, de réaliser un quelconque système qui permettrait une synchronisation précise entre l'émetteur et le récepteur. Leur élimination est donc indispensable, et elle devra être réalisée avec le plus grand soin.

Cette élimination des signaux de modulation image est fondée sur la *différence d'amplitude* qui existe entre les impulsions de synchronisation et les signaux de modulation.

La figure 23-1 montre, en *a*, la forme d'onde à l'entrée du séparateur, représentée en polarité négative.

Rappelons qu'en polarité négative une *diminution de tension* correspond à une évolution de l'information vers le *blanc* et la *tension maximale* est celle du « *sommet* » *des impulsions* de synchronisation; nous avons choisi ce mode de représentation, car c'est le plus courant dans la pratique. En effet, l'attaque d'un tube-images s'effectue presque toujours par la cathode, comme nous l'avons vu. Or, la liaison entre le séparateur et l'amplificateur vidéo étant effectuée à partir de la sortie de ce dernier, la forme du signal qui se présente à l'entrée du séparateur est bien celle représentée en *a* de la figure 23-1. Dans le cas où la modulation du tube-images est faite sur le wehnelt, la forme d'onde est évidemment inversée.

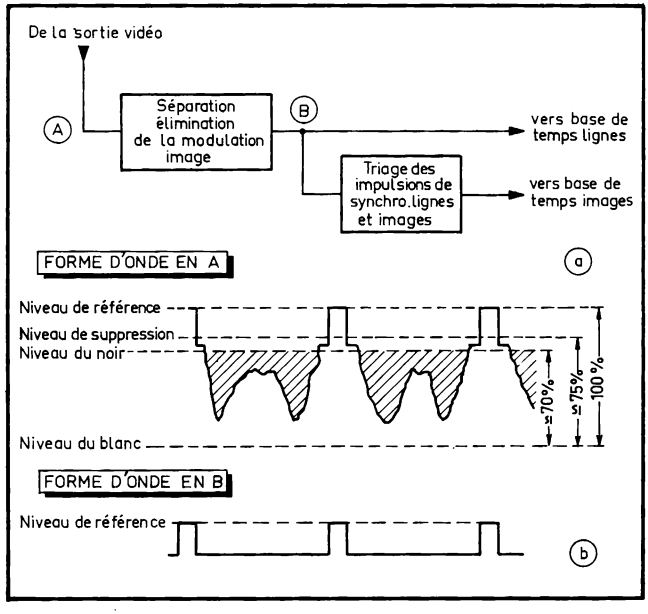


Fig. 23-1. — Schéma synoptique des étages de séparation et de tri des impulsions. La séparation est fondée sur la différence d'amplitude entre la modulation vidéo et les impulsions de synchronisation comme le montrent les formes d'onde **a** et **b**.

D'autre part, si le prélèvement des signaux est effectué avant l'amplificateur vidéo — cas fréquent avec les transistors et en TVC — la modulation apparaît souvent, à l'entrée du séparateur, en polarité positive. Nous avons donc à étudier les deux cas d'attaque du séparateur, car ils conduisent à des réalisations légèrement différentes. Cependant, pour l'exposé des principes, il suffira d'examiner un seul mode d'attaque, l'autre étant identique, à l'inversion des polarités près.

Si nous revenons à notre figure 23-1, nous voyons que l'amplitude du signal de modulation est toujours plus grande (en valeur absolue) que celle des signaux de synchronisation. Il ne peut en être autrement d'ailleurs, puisque, à l'émission, on *ajoute* la modulation image aux signaux de synchronisation. Le séparateur ne laisse donc passer que les seuls signaux dont l'amplitude est comprise entre deux valeurs bien définies : une valeur de référence et une de suppression. A la sortie du séparateur, la forme d'onde est celle représentée en *b* de la figure 23-1.

Le signal vidéo complet étant transmis au séparateur par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, nous nous heurterons au même problème que celui de la restitution de la composante continue. Comme nous avons besoin

d'un niveau de référence stable et précis, nous devons le recréer, soit au moyen d'une diode de restitution, soit par d'autres procédés que nous étudierons au fur et à mesure de l'analyse des montages.

Le niveau de suppression sera, quant à lui, fixé à partir du niveau de référence, grâce à une polarisation du dispositif séparateur.

1-1. — *SÉPARATION PAR DIODE*

1-1-1. — *Diode en parallèle*

Le procédé qui vient immédiatement à l'esprit pour séparer les informations de synchronisation et de modulation est celui de l'écrêtage par diode. Le schéma de principe est représenté dans la figure 23-2.

La diode est polarisée à une certaine tension e qui fixe le seuil de séparation désiré. Nous supposerons que le niveau de référence est obtenu soit par une diode de restitution, soit en prélevant directement les signaux à la sortie de l'étage vidéo. La diode que nous considérerons comme un interrupteur idéal constitue un court-circuit pour la résistance R_u (utilisation) lorsque la valeur de la tension d'entrée u est inférieure à celle de la tension de seuil e (diode conductrice). Dès que la tension d'entrée dépasse la valeur e, la résistance de la diode devient infinie (diode non conductrice) et il se produit aux bornes de R_u une différence de potentiel v telle que

$$v = u \cdot \frac{R_u}{R_1 + R_u}.$$

Malheureusement, la séparation obtenue par ce procédé est loin d'être satisfaisante, et on peut lui reprocher, en particulier, les deux défauts suivants :

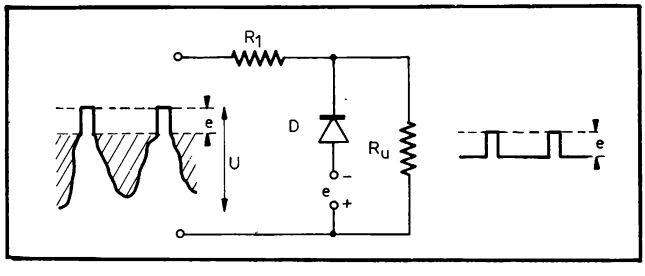


Fig. 23-2. — Mode de séparation par diode en parallèle. Celle-ci est polarisée par une tension **e** correspondant à l'amplitude des impulsions.

a. — Il est nécessaire de régler la tension de seuil (ou la tension de polarisation de la diode) en fonction de l'amplitude du signal vidéo attaquant le circuit. En effet, la polarisation étant fixée à une certaine valeur e, il est nécessaire que l'amplitude des signaux soit supérieure à e. Or, le signal à l'entrée peut varier dans de larges proportions suivant le champ reçu par l'antenne, le réglage du contraste, etc. Dans ces conditions, il peut fort bien arriver que le circuit séparateur laisse « passer » une certaine partie de la modulation, comme le montre la figure 23-3;

b. — La diode n'étant pas, comme nous l'avions supposé en première hypothèse, un interrupteur idéal, il en résulte que, au moment où elle conduit, et à cause de sa résistance interne, il se produit une certaine différence de potentiel à ses bornes. Une partie de la modulation vidéo se trouve donc transmise aux bases de temps, ce qui peut perturber le fonctionnement de celles-ci.

1-1-2. — *Diode en série*

Le montage d'un étage séparateur par diode série est représenté dans la figure 23-4. La diode est polarisée par une tension *e*, de sorte qu'elle conduit lorsque la tension à ses bornes dépasse cette valeur *e*. En deçà, la diode est bloquée. Le montage n'est pas employé pour les mêmes raisons que précédemment : obligation de régler le seuil de séparation en fonction de l'amplitude du signal vidéo complet; résidu de modulation présent à la sortie à cause du diviseur capacitif représenté dans la figure en trait interrompu.

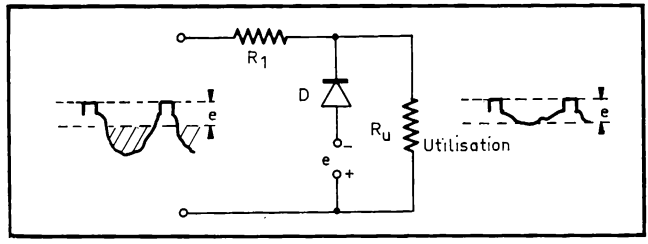


Fig. 23-3. — Une mauvaise polarisation de la diode (insuffisante ou trop élevée selon les cas) se traduit par une séparation incorrecte des signaux.

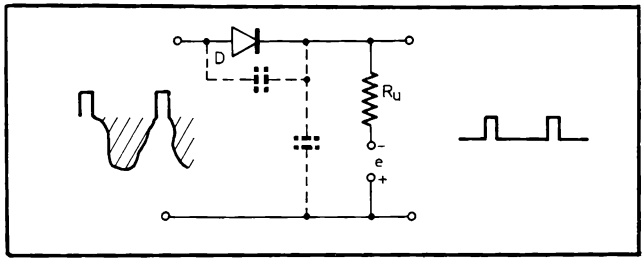


Fig. 23-4. — Mode de séparation par diode en série.

Les séparateurs à diode ne sont que rarement employés, à cause des défauts que nous avons signalés. Il est possible d'y remédier quelque peu en choisissant des diodes à résistance ou capacité interne faibles, en prévoyant des systèmes de polarisation automatique, mais cela au détriment de la forme des impulsions, et surtout avec quelques risques d'instabilité, dans le cas de signaux faibles.

1-2. — *SÉPARATION PAR PENTODE*

Les montages utilisant une pentode pour l'élimination du signal de modulation sont pratiquement les seuls que l'on rencontre dans les réalisations à tubes. Leur fonctionnement repose sur les deux phénomènes suivants :

a. — Lorsqu'on diminue la tension d'anode dans de grandes proportions, on diminue également le niveau de saturation du tube, de sorte qu'il suffit d'un signal d'attaque d'amplitude relativement faible pour atteindre ce niveau;

b. — Lorsqu'on diminue la tension d'écran, on réduit le recul de grille.

La figure 23-5 illustre ces deux phénomènes. La courbe I_a-V_g en trait plein correspond à l'utilisation normale d'une pentode; la courbe en pointillé est celle obtenue pour une tension d'anode de 40 V (la tension d'écran restant

égale à 200 V) ; enfin, en trait mixte, nous voyons la courbe obtenue avec une tension d'écran égale à 30 V (ordre de grandeur courant dans les séparateurs), la tension d'anode restant, par ailleurs, égale à 250 V. Notons que ces deux phénomènes sont cumulatifs et que, dans certaines réalisations, on les utilise simultanément.

Nous allons mettre à profit ces observations pour réaliser un séparateur simple, efficace et au fonctionnement très sûr, même dans des conditions de réception difficile. La figure 23-6 représente un schéma très classique, à tension d'écran faible (33 V) obtenue grâce au diviseur R_3-R_4. Le recul de grille est ainsi très faible, de l'ordre de — 2 ou — 3 V.

Si nous évaluons sommairement l'amplitude des impulsions de synchronisation arrivant à la grille, nous constaterons que seules ces impulsions provoqueront un courant d'anode.

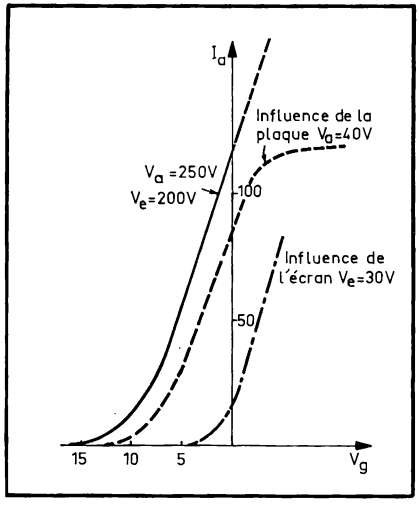


Fig. 23-5. — Caractéristique $I_a = f(V_g)$ d'une pentode avec tension de plaque réduite (en pointillé) et avec tension d'écran égale à 30 V (en trait mixte). Le recul de grille est nettement plus prononcé dans ce dernier cas.

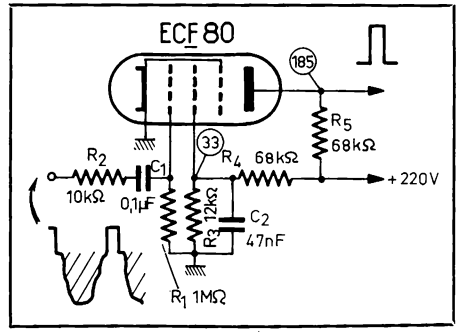


Fig. 23-6. — Schéma classique d'une pentode montée en séparatrice avec tension d'écran réduite.

En effet, étant donné que le circuit ne doit laisser passer que le quart du signal arrivant sur la grille du séparateur et que l'amplitude minimale de ce signal est de 10 V crête à crête — tension nécessaire pour qu'une image commence à apparaître sur l'écran d'un cathoscope — nous devons pratiquer la coupure à 2,5 V. C'est ce que réalise le montage indiqué, ainsi que l'illustre de façon claire la figure 23-7. Cette même figure montre, d'ailleurs, que nous profitons, en outre, d'une amplification importante des impulsions de synchronisation, ce qui n'est pas sans intérêt.

Un autre avantage réside dans le fait que l'alignement des impulsions se fait automatiquement. En effet, l'espace grille-cathode peut être considéré comme une diode de restitution connectée en parallèle sur la résistance de fuite R_1. Lorsque le sommet des impulsions atteint la région où prend naissance un courant de grille, l'espace grille-cathode devient conducteur. Le processus est alors identique à celui analysé à propos de la restitution de la composante continue (*cf.* chap. 21, § 21-4).

Les signaux recueillis sur l'anode ont, du fait de la double limitation imposée par le point de « cut-off » d'une part, et par le niveau d'alignement

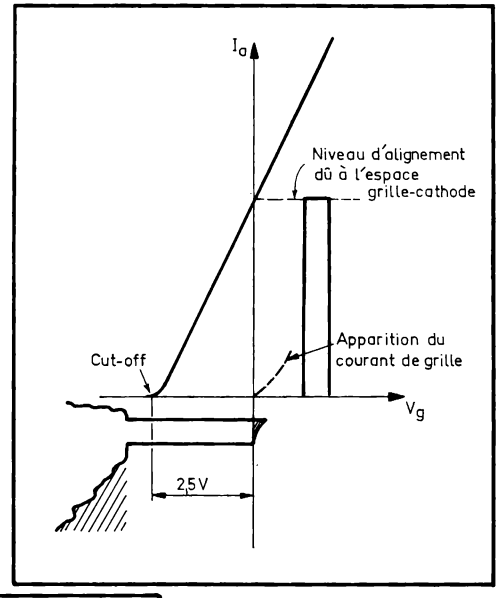


Fig. 23-7. — Caractéristique d'une pentode montrant comment s'effectue la séparation des signaux. Les impulsions sont alignées au sommet grâce à l'effet de diode de l'espace grille-cathode et alignées sur le fond grâce au point de **cut-off.**

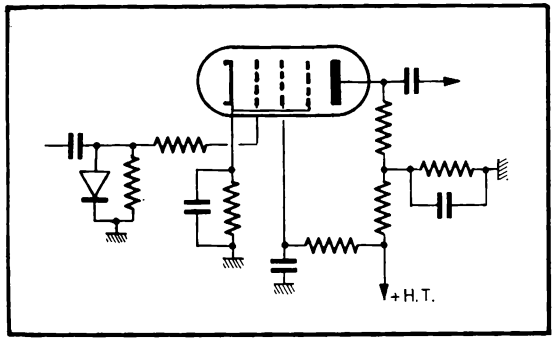


Fig. 23-8. — Montage de séparation par pentode dans le cas où les signaux à l'entrée se présentent en polarité positive.

d'autre part, une amplitude constante, quelle que soit celle du signal à l'entrée. Le niveau de référence dont nous avons besoin est donné par l'aligement provoqué par l'espace grille-cathode; le niveau de seuil par le « cut-off ». La polarisation automatique en fonction de l'amplitude du signal reçu, qui était nécessaire avec les montages à diodes, devient ainsi inutile. Il suffit de calculer l'étage séparateur à partir du signal minimal pouvant être reçu par le séparateur — ou plus exactement à partir du signal qui permet l'apparition d'une image sur l'écran du tube — pour être assuré du bon fonctionnement de l'étage.

La séparation effectuée par le montage de la figure 23-6 est réalisée à partir du point de « cut-off », car la forme d'onde attaquant la grille se présente en polarité négative. Si celle-ci arrivait en polarité positive, la séparation serait effectuée à partir du coude de saturation du tube. Le montage est alors un peu plus compliqué, car il exige une diode de restitution connectée en parallèle sur la résistance de fuite de grille et une résistance de protection pour les étages précédents (fig. 23-8). On rencontre assez peu souvent ce genre de montage — tout au moins en France — aussi nous nous contentons simplement de le mentionner.

Analyse du schéma (fig. 23-6)

La résistance R_2, connectée entre le circuit d'anode et le condensateur de liaison, empêche la capacité d'entrée du tube séparateur de perturber le fonctionnement des dispositifs de correction vidéo. Sa valeur classique est d'une dizaine de milliers d'ohms.

Le condensateur C_1 doit avoir une capacité suffisamment faible pour ne pas perturber la forme des signaux de synchronisation. Cependant, on est limité dans ce sens, car l'effet d'alignement pourrait être détruit (constante de temps RC trop faible). La résistance R_3 permet d'ailleurs d'améliorer quelque peu la constante de temps globale. La valeur classique de C_1 est comprise entre 50 μF et 0,1 μF.

La pentode elle-même doit répondre à deux conditions : pente élevée et coude inférieur — dans le cas de la séparation par « cut-off » — très franc. La nécessité de cette dernière caractéristique est évidente (déformation du fond des tops de synchronisation) et nous n'insisterons pas.

La nécessité d'une pente raide n'apparaît pas au premier abord et mérite quelques explications. L'amplitude des signaux à la sortie du séparateur doit être suffisamment élevée pour assurer un fonctionnement correct des circuits suivants. Il faut donc choisir soit un tube à pente importante, soit une résistance de charge de forte valeur. D'autre part, la forme des signaux à la sortie du séparateur doit être aussi parfaite que possible, surtout dans le cas du 819 lignes — nous verrons pourquoi un peu plus tard. Or, la capacité de sortie C_p du tube, la résistance interne ρ et la résistance de charge R_a forment un circuit agissant différemment sur la forme d'onde, selon que le tube est bloqué ou non.

Les figures 23-9*a* et *b* montrent les circuits équivalents de ces deux états.

Quand le tube conduit, du fait de l'arrivée du front avant d'une impulsion, C_p se décharge très rapidement à travers ρ, et le tube agit presque comme un court-circuit.

Lorsque le tube est bloqué, ρ est pratiquement infinie devant R_a, tandis que C_p se charge lentement (par rapport à son temps de décharge) à travers R_a. La forme d'onde réelle obtenue à la sortie du tube est représentée dans la figure 23-9*c*. On voit qu'elle est dissymétrique et il convient de noter que le front arrière y est plus détérioré que le front avant. On n'est donc pas libre dans le choix de R_a, et il faudrait, idéalement, que R_a soit nulle pour que le front arrière ne soit pas perturbé. La valeur classique de cette résistance est limitée à une centaine de milliers d'ohms. Le tube doit donc avoir

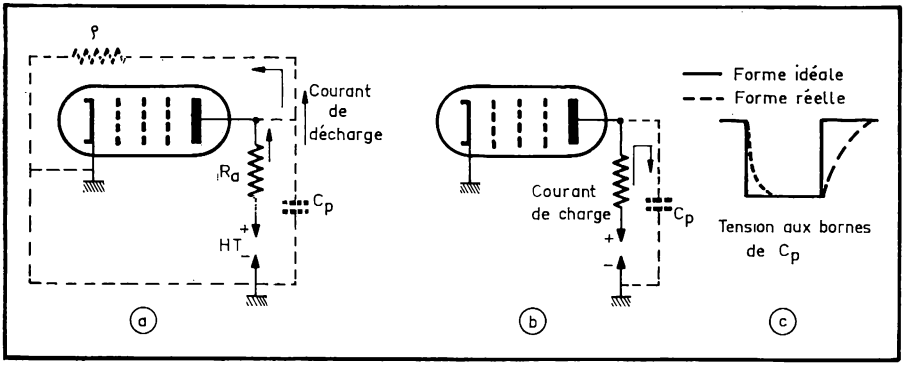


Fig. 23-9. — A cause des constantes de temps ρC_p et $R_a C_p$ différentes les impulsions de sortie sont asymétriques (le front avant est beaucoup plus raide que le front arrière).

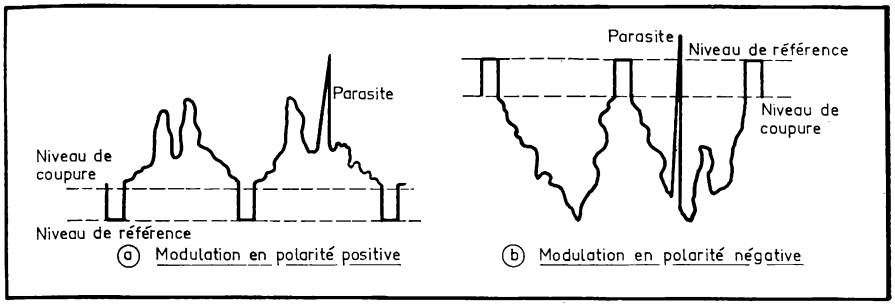


Fig. 23-10. — Effet des parasites sur le signal vidéo complet. En modulation positive, ils n'ont pratiquement pas d'influence sur la synchronisation, ce qui n'est pas le cas en modulation négative.

nécessairement une pente assez raide, puisque la résistance de charge est grande, et, en outre, une capacité de sortie aussi réduite que possible.

On trouve, dans les téléviseurs étrangers notamment, des valeurs de R_a beaucoup plus importantes atteignant le mégohm, ou même plus. Ces différences s'expliquent par les procédés adoptés pour le tri des impulsions que nous étudierons plus loin. Disons simplement que, dans ce dernier cas, on procède par intégration des signaux, car la forme du signal d'attaque de l'étage suivant le séparateur a moins d'importance, seul le front avant de l'impulsion devant être pris en considération. Dans le cas du 819 lignes — et aussi du 625 lignes français — on procède par différentiation, et c'est le front arrière, malheureusement le plus déformé, qui entre en jeu.

On pourrait, bien entendu, et nous le verrons avec les transistors, prévoir un étage supplémentaire à la sortie du séparateur pour « reformer » convenablement le signal. Mais on dispose maintenant de tubes dont les caractéristiques répondent parfaitement aux conditions que nous avons définies.

1-3. — *SÉPARATION EN PRÉSENCE DE PARASITES*

Lorsque, à l'émission, la *modulation* est faite en *polarité positive*, la présence de parasites ne perturbe pratiquement pas le fonctionnement de la synchronisation à la réception. Il en est tout autrement lorsque la *modulation* se fait en *polarité négative*.

La figure 23-10 montre l'effet des parasites dans les deux cas. On voit que, en polarité positive, un parasite se place en dehors des niveaux des impulsions de synchronisation, alors que, en polarité négative, un parasite apparaît sur l'anode du séparateur. Il peut fort bien déclencher les bases de temps de façon intempestive. (Nous verrons d'ailleurs que, dans les standards utilisant la modulation en polarité négative, on fait appel au principe d'intégration pour trier les signaux ce qui assure une protection supplémentaire dans le déclenchement des bases de temps à l'égard des parasites.)

La méthode le plus généralement employée pour supprimer ces inconvénients fait appel à un tube à deux grilles de commande, monté suivant le schéma de la figure 23-11. La deuxième partie du tube (à partir de G_3) est montée en séparateur classique à faible tension d'écran.

Si l'on porte la grille de commande G_1 à un potentiel très négatif par rapport à la cathode, le tube entier est bloqué, puisque les électrons sont repoussés par G_1. Il suffit donc d'appliquer à G_1 un signal de sens opposé à celui que l'on applique à G_3 pour bloquer complètement le tube. Ce signal sera tout naturellement prélevé après la détection, puisque, le plus souvent,

il n'y a qu'un seul étage vidéo et une seule inversion de phase. Cependant, comme on veut supprimer seulement les parasites, il faudra « raboter » les signaux de façon que seules les impulsions parasites soient appliquées sur G_1. Il suffit pour cela de polariser convenablement la grille G_1 pour que l'espace grille-cathode constitue une diode qui « absorbe » toutes les tensions comprises entre les limites de U_1 à U_2.

Les tensions supérieures à U_2 (en valeur absolue) rendent la grille G_1 très négative et bloquent le tube pendant le temps de l'impulsion parasite, de sorte que les signaux apparaissant sur l'anode ne représentent que les tops de synchronisation. Dans la figure 23-11, nous avons « matérialisé » l'espace grille-cathode par une diode représentée en pointillé pour faire ressortir de façon claire le phénomène. La résistance R_2 est de valeur élevée, afin que la diode fictive cathode-grille soit continuellement conductrice. La résistance R_1 doit être grande par rapport à la résistance de détection pour qu'il y ait un minimum d'interaction entre le séparateur et la détection.

1-4. — *SÉPARATION PAR TRANSISTOR*

Les principes de la séparation par transistor sont similaires à ceux régissant les montages à tubes, et reposent sur le blocage et la saturation du dispositif. Mais les transistors supportent difficilement des tensions élevées, ce qui conduit à choisir des schémas légèrement différents de ceux que nous avons rencontrés jusqu'à présent. On pourrait certes envisager d'utiliser des transistors spéciaux, mais cela au détriment de l'économie. On pourrait aussi disposer un diviseur de tension dans le circuit de collecteur du dernier étage vidéo, mais cela crée une inutile perte de puissance. Cependant, cette méthode est quelquefois utilisée.

Etant donné que de faibles tensions (quelques dixièmes de volt) suffisent pour débloquer un transistor, il est possible de prendre directement les signaux vidéo à la sortie de l'étage adaptateur. C'est ce que l'on fait le plus souvent. Les signaux arrivent alors à l'étage séparateur en polarité positive : à une augmentation de tension correspond une augmentation de blanc de l'image.

Un schéma simple de séparateur à transistor est donné en figure 23-12. Les signaux arrivent en polarité positive et sont appliqués entre la base et l'émetteur d'un transistor *p-n-p*. Dans le cas de signaux en polarité négative, le montage est le même, mais le transistor sera du type *n-p-n*.

La jonction base-émetteur peut être assimilée à une diode d'alignement. Ainsi à la mise sous tension du téléviseur le condensateur de liaison est rapidement chargé selon les polarités indiquées dans la figure. La base du transistor est portée à un faible potentiel positif, de sorte que le transistor est bloqué. Si l'on ne considère que la composante alternative du signal vidéo, celle-ci comporte des parties négatives et d'autres positives qui sont réparties autour du niveau d'alignement fixé par la diode équivalente de la jonction base-émetteur. Les parties négatives débloquent le transistor; les parties positives le maintiennent au bloquage.

Comme il suffit d'une variation de quelques dixièmes de volt pour que le transistor soit porté à saturation, on recueille dans le circuit de collecteur des variations de tension pratiquement égales à la tension d'alimentation (fig. 23-13). Les signaux de synchronisation sont alignés par le coude supérieur de la courbe I_c-V_c.

L'ensemble RC du circuit de base doit avoir une constante de temps telle que le condensateur se décharge, entre deux impulsions, suffisamment pour qu'un courant puisse prendre naissance entre la base et l'émetteur, mais il ne faut pas que cette décharge soit trop poussée, ce qui pourrait compro-

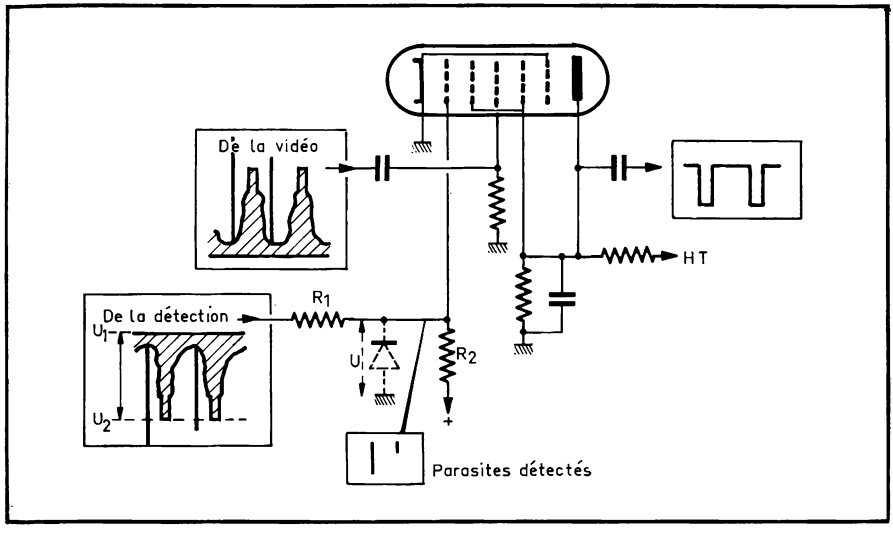


Fig. 23-11. — Schéma d'un étage de séparation avec dispositif antiparasite à l'entrée. (La diode devrait être représentée dans l'autre sens.)

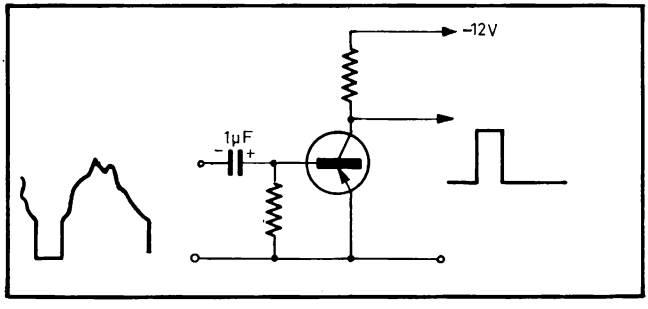


Fig. 23-12. — Montage séparateur à transistor.

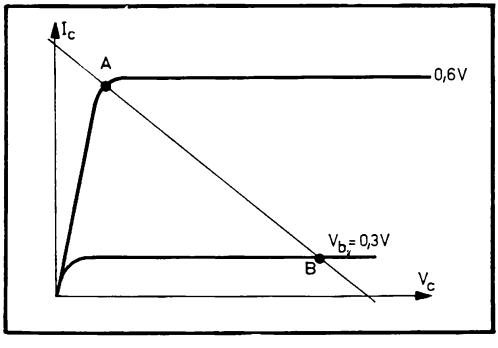


Fig. 23-13. — Caractéristique $I_c = f(V_c)$ d'un transistor au germanium montrant comment s'effectue la séparation. La tension de base oscille entre — 0,3 et — 0,6 V de sorte que le courant de collecteur atteint la saturation.

mettre l'effet d'alignement. Les valeurs classiques sont de 5 kΩ pour la résistance de charge, 1 µF pour le condensateur et quelques milliers d'ohms pour la résistance de base.

Choix du transistor

Le choix du type de transistor repose sur plusieurs considérations.

a. — *P-N-P ou N-P-N.* Suivant la polarité du signal à « séparer » on choisira l'un ou l'autre : pour des signaux se présentant en polarité positive (cas envisagé ci-dessus), on choisira un *p-n-p;* dans le cas contraire, un *n-p-n.* Le fonctionnement est identique à celui précédemment décrit, à ceci près que les tensions recueillies sur le collecteur sont négatives au lieu d'être positives.

Il faut bien noter que la tension de seuil — c'est-à-dire pour nous le niveau d'alignement — est différente pour les transistors au germanium de celle des transistors au silicium. Dans le premier cas, elle est de l'ordre de 0,3 V, dans le second de l'ordre de 0,7 V.

Au lieu de procéder par écrêtage, on pourrait aussi imaginer de débloquer le transistor séparateur par des impulsions de synchronisation. Mais cela complique le circuit et n'offre pas d'avantages déterminants par rapport à la méthode étudiée.

b. — *Faible capacité base-collecteur.* Si celle-ci est trop élevée, une fraction importante du signal vidéo sera transmise, ce que nous devons éviter pour le fonctionnement correct des bases de temps. Cette capacité doit être inférieure à 10 pF.

c. — *Fréquence de coupure élevée.* Les fronts des impulsions doivent conserver leur raideur. Une fréquence de coupure insuffisamment élevée aurait pour effet d'allonger les temps de montée, ce que nous devons éviter pour assurer un tri efficace. D'autre part, nous verrons, que dans le cas de l'intégration la forme du signal doit correspondre à une tension en créneaux. Une fréquence de coupure de 3 MHz est un minimum souhaitable.

d. — Le transistor devra admettre une tension de plusieurs volts crête à crête entre la base et l'émetteur.

e. — D'autres conditions limitent encore le choix des transistors : faible capacité de sortie;. pente élevée; coude de la caractéristique très franc, etc. Nous avons examiné, lors de l'étude du séparateur à tube, les raisons qui imposaient ces conditions. Elles sont les mêmes en ce qui concerne les transistors.

2. — Le tri des impulsions de synchronisation

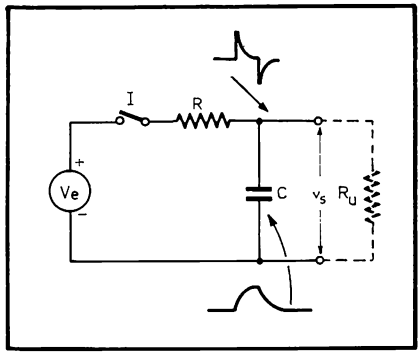
Le signal de modulation image étant totalement éliminé, il faut maintenant trier les impulsions lignes et trames prélevées à la sortie de l'étage séparateur pour les diriger vers les bases de temps. Le problème se complique quelque peu par rapport à celui de la séparation, étant donné que les impulsions possèdent toutes la même amplitude et ne diffèrent que par leur durée. Plusieurs méthodes pourraient être envisagées pour effectuer le tri à partir de cette différence de durée (ligne à retard, par exemple), mais, en pratique, les seuls circuits utilisés actuellement transforment les impulsions de sorte que *l'impulsion la plus longue en durée fournisse à la sortie un signal de plus grande amplitude.* Nous nous arrangerons pour que ce dernier déclenche la base de temps verticale.

Ces circuits « transformateurs » sont au nombre de deux et on les emploie, l'un ou l'autre, selon les standards : circuit intégrateur et circuit différentiateur. Avant de parler du choix de ces circuits, il est nécessaire d'étudier leur fonctionnement.

2-1. — *CIRCUIT INTÉGRATEUR*

Soit le circuit de la figure 23-14 alimenté, lorsque l'interrupteur I est fermé, par une tension continue V_e. La tension v_s aux bornes du condensateur varie de la façon suivante : à la fermeture de I, C est assimilable à un court-circuit et la tension à ses bornes est nulle; ensuite C se charge progressivement.

Fig. 23-14. — Le réseau RC constitue un circuit intégrateur. La forme d'onde, en haut, est celle que l'on trouve aux bornes de la résistance ; celle qui est dessinée en bas représente la tension intégrée de sortie prise aux bornes du condensateur.



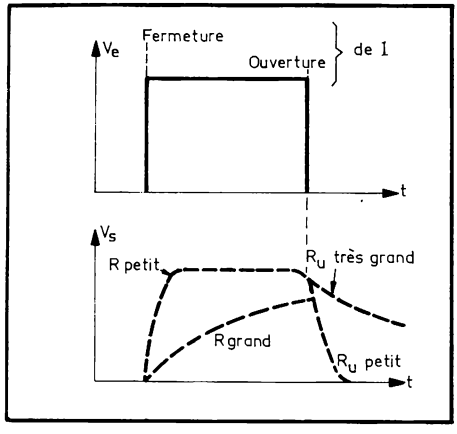


Fig. 23-15. — Un signal rectangulaire appliqué à l'entrée d'un circuit intégrateur est plus ou moins déformé à la sortie suivant les valeurs des résistances en jeu pour un condensateur donné.

Selon la valeur de R, et selon la capacité de C, cette charge est plus ou moins rapide. La *vitesse* de charge d'un condensateur est une fonction du temps, et on démontre qu'elle varie exponentiellement, ce qui signifie que la vitesse de charge diminue au fur et à mesure que cette charge augmente. Il en résulte que la tension v_s est également une fonction du temps et que sa courbe de croissance dépend de R et de C. On démontre mathématiquement que cette tension a pour expression

$$v_s = \frac{1}{RC} \int V_e \, dt.$$

Le signe $\int$ désignant l'intégrale d'une fonction, on a appelé ce circuit *circuit intégrateur.*

Des courbes de la tension v_s en fonction du temps et de R sont indiquées dans la figure 23-15. A l'ouverture de l'interrupteur I, la tension v_s décroît, car le condensateur se décharge dans la résistance d'utilisation représentée en pointillé dans la figure 23-14. La vitesse de la décharge est évidemment fonction de la valeur de la résistance d'utilisation : plus cette résistance est grande, et plus la décroissance est lente, et inversement.

Le produit $\theta = R.C$, qu'on appelle *constante de temps* du circuit, est un facteur essentiel du comportement d'un circuit intégrateur, notamment dans

les cas où celui-ci est attaqué par des impulsions. Dans la figure 23-16 sont représentés des signaux de durée inégale appliqués à l'entrée d'un circuit intégrateur. La forme des tensions recueillies à la sortie est tracée en bas. On voit que, pour une impulsion de longue durée, l'amplitude est nettement plus importante que celle correspondant aux impulsions de courte durée. Si la constante de temps R.C est faible par rapport à la durée des impulsions, la forme de la tension de sortie est à peu de chose près identique à celle de l'entrée. *Si l'on veut transformer les différences de temps en différences d'amplitude, il est par conséquent nécessaire que la constante de temps R.C d'un circuit intégrateur soit grande par rapport à la durée des impulsions.*

2-2. — *CIRCUIT DIFFÉRENTIATEUR*

Le circuit différentiateur est en quelque sorte l'« inverse » de l'intégrateur. Son schéma est représenté dans la figure 23-17. Le condensateur a pris ici la place de la résistance, et inversement. La forme de la tension de sortie est très différente de celle obtenue avec le circuit intégrateur. Supposons, en premier lieu, la source court-circuitée, c'est-à-dire I fermé; à l'ouverture de I, le condensateur constitue un véritable court-circuit et la totalité de la tension V_e se retrouve aux bornes de R. Le condensateur se charge suivant les polarités indiquées dans la figure, de sorte que la tension v_s diminue, au cours du temps, suivant une loi exponentielle.

Si on referme I, la source est à nouveau court-circuitée, et la tension passe brutalement de V_e à zéro. Le condensateur étant chargé, nous trouvons maintenant, aux bornes de R, une tension négative par rapport à la précédente, et de valeur égale à la charge de C (courbes de la figure 23-18).

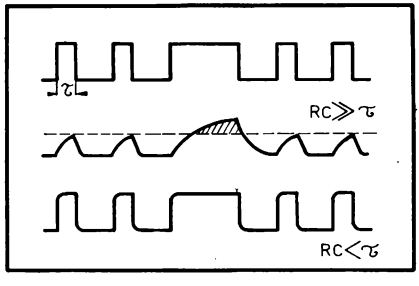


Fig. 23-16. — Grâce à un choix judicieux de la constante de temps du circuit intégrateur, on peut transformer les différences de temps des impulsions en différence d'amplitude.

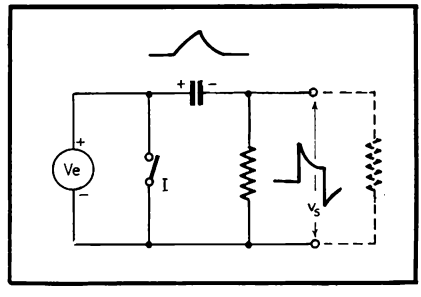


Fig. 23-17. — Schéma d'un circuit différentiateur. En règle générale, le circuit intégrateur arrondit les déformations des signaux, alors que le circuit différentiateur les accentue.

Lorsque la constante de temps R.C est faible, le condensateur, à l'ouverture de I, se charge très vite. La tension aux bornes de R, qui avait atteint la valeur V_e, tombe rapidement et devient pratiquement nulle. A la fermeture de I, on trouve aux bornes de R une tension pratiquement égale à V_e, mais de sens opposé, tension qui diminue rapidement en valeur absolue. La forme de la tension recueillie aux bornes de R est reproduite dans la figure 23-18*b*.

Si nous choisissons une constante de temps du même ordre de grandeur que la durée d'une impulsion, nous obtenons, aux bornes de la résistance, une forme de tension assez proche de celle de l'entrée. Si, parmi ces impulsions, nous en introduisons une de durée plus longue, sa forme, à la sortie, sera nettement différente de celle des autres. La figure 23-19 le montre clairement.

Le condensateur se charge et se décharge un peu à chaque impulsion de durée courte. Au début de l'impulsion, il emmagasine une faible quantité d'énergie, et la restitue à la fin. Lors de l'arrivée de l'impulsion de grande durée, la charge emmagasinée par le condensateur est plus importante. La tension aux bornes de R varie donc dans de plus grandes proportions. On a ainsi transformé la différence de temps en différence d'amplitude.

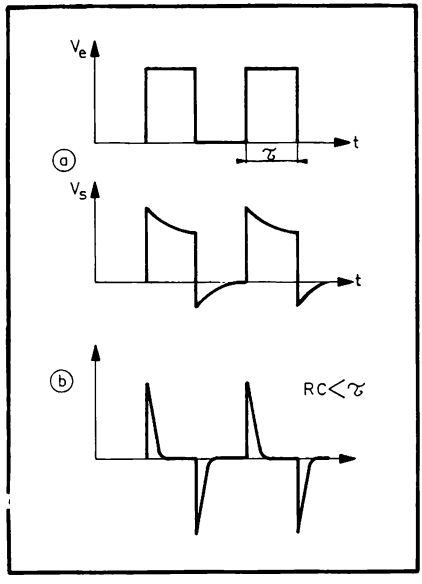
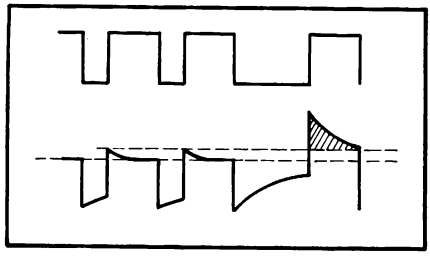


Fig. 23-18, ci-contre. — Formes d'onde obtenues aux bornes d'un circuit différentiateur pour des constantes de temps grande (**a**) et faible (**b**).

Fig. 23-19, ci-dessous. — Un circuit différentiateur permet lui aussi de transformer des différences de temps en différences d'amplitude.



Remarquons, d'ailleurs, que l'on passe d'un circuit intégrateur à un circuit différentiateur, en plaçant la résistance d'utilisation soit en parallèle, soit en série avec le condensateur dans les schémas des figures 23-14 et 23-17. Les deux circuits sont, en fait, intimement liés et sont une bonne illustration du principe de dualité.

2-3. — *CHOIX DES MÉTHODES DE TRI SELON LES NORMES D'ÉMISSION*

Nous avons étudié au chapitre 6 les différences qui existent entre les impulsions de synchronisation de balayage vertical et horizontal, différences qui portent essentiellement sur la durée. On peut dégager de ce qui a été dit deux grands groupes de standards :

a. — Ceux qui n'utilisent qu'une seule impulsion de trames pour déclencher la base de temps verticale (par exemple, le 819 l.) ;

b. — Ceux qui font appel à tout un train d'impulsions pour obtenir le même effet (standard C.C.I.R., par exemple).

Nous allons d'abord étudier les méthodes de tri de l'impulsion de trames, et nous verrons ensuite comment on procède pour les impulsions de lignes.

2-3-1. — *Impulsion de trames unique = tri par différentiation*

Le premier groupe des standards définis ci-dessus profite d'une méthode de tri fort simple, au fonctionnement sûr. Nous allons l'analyser en premier.

On sait que l'impulsion de trames est unique et présente, en outre, la particularité d'avoir une durée légèrement inférieure à celle d'une demi-ligne. La modulation étant positive, les parasites ne perturbent pratiquement pas le système de synchronisation. Un souffle trop important pourrait, cependant, avoir un effet néfaste sur celle-ci, mais si le souffle est parvenu à cet étage du récepteur, c'est que la réception est vraiment mauvaise (ou que le récepteur présente des défauts).

Le tri par intégration ne serait pas ici un choix heureux. En effet, si nous étudions le fonctionnement du système, lors de l'arrivée des impulsions de trame paire et impaire, nous constatons (fig. 23-20) un manque de précision dans le déclenchement de la base de temps verticale. Au début de chaque impulsion de trame (front avant) et selon que l'on reçoit une trame paire ou une impaire, le condensateur d'intégration est plus ou moins chargé, car l'impulsion de lignes n'est pas à la même distance dans les deux cas. Si nous superposons les deux signaux, nous constatons qu'il y a décalage dans le temps entre les impulsions intégrées, décalage qui se traduit par un mauvais entrelacement de l'image. On dit qu'il y a « pairage ».

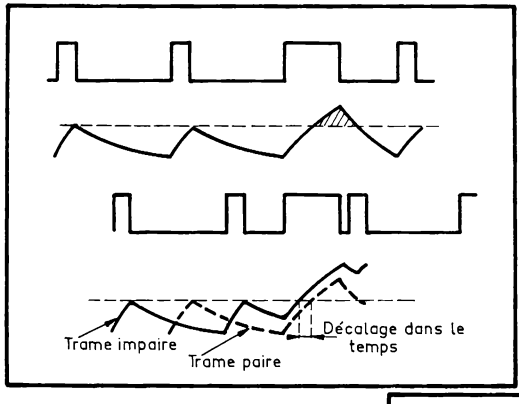


Fig. 23-20. — Dans le cas d'un standard à impulsion de trame unique, le tri par circuit intégrateur risque de provoquer du pairage (les lignes paires et impaires ne sont pas équidistantes des tops de trames) à cause des différences de charge du condensateur d'intégration.

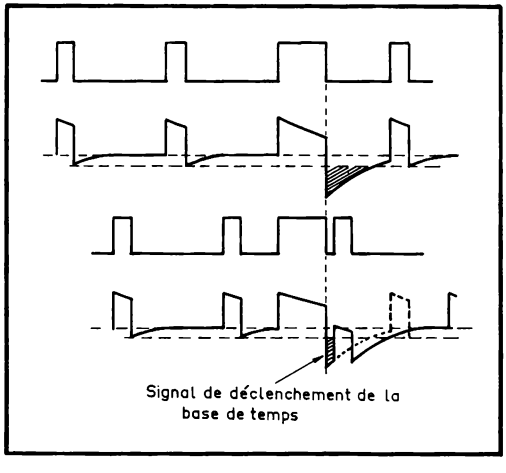


Fig. 23-21. — Le tri par différentiation est préférable lorsque le standard est à impulsion de trame unique. Dans ce cas, c'est le flanc arrière du signal de trame qui déclenche la base de temps.

Le tri par intégration devrait donc être rejeté au bénéfice du système différentiateur. Celui-ci fixe, avec une grande précision, le moment du retour de l'exploration d'une trame (fig. 23-21). On fait en sorte que la constante de

temps du circuit différentiateur soit sensiblement égale à la durée d'une impulsion de trames. Elle peut même être plus courte. Supposons qu'elle soit égale à 20 μs (durée d'une impulsion de trames). La constante de temps est par conséquent grande par rapport à la durée d'une impulsion de lignes (2,5 μs), de sorte que l'on recueille, aux bornes de la résistance, des impulsions pratiquement identiques à celles de l'entrée. En ce qui concerne les

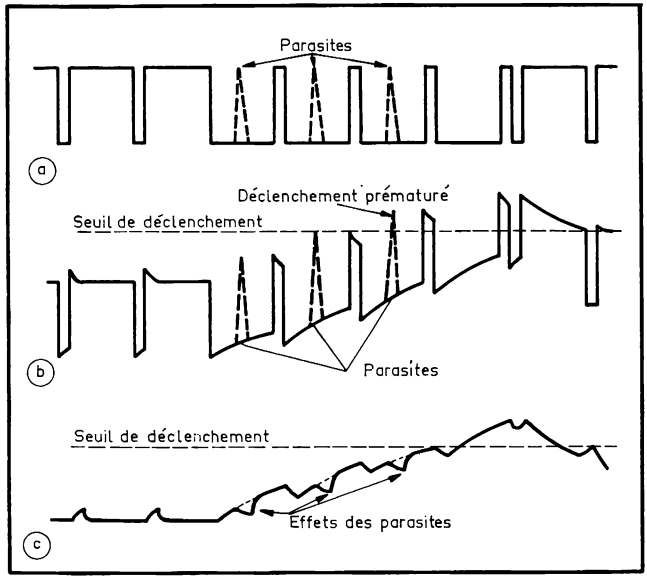


Fig. 23-22. — Le tri par intégration est préférable lorsque des parasites peuvent se mêler aux signaux de synchronisation trame, car l'effet « adoucisseur » du circuit absorbe en quelque sorte les parasites.

impulsions de trames, il en est tout autrement, comme le montre la figure 23-21. Que la trame soit paire ou impaire, *les fronts avant des impulsions recueillies à la sortie* se superposent parfaitement. Il n'y a pas de pairage.

2-3-2. — *Signal de synchronisation de trames complexe = tri par intégration*

Appliquons le procédé de tri par différentiation à un signal de synchronisation trames tel que celui de la figure 23-22*a*. Si la constante de temps est grande par rapport à la durée d'une impulsion lignes, on obtient le résultat représenté en figure 23-22*b*, c'est-à-dire la transformation d'une différence de temps en une différence d'amplitude. Malheureusement, si des parasites s'intercalent entre les impulsions de découpage, le déclenchement de la base de temps peut être prématuré, comme l'indique la figure 22*b*.

On préfère alors utiliser le système par différentiation qui donne les résultats indiqués en 23-22*c*. Afin d'arrondir la courbe on utilise souvent une deuxième cellule d'intégration. Les inconvénients que nous avons exposés précédemment restent les mêmes, mais ils sont, en définitive, beaucoup moins graves que les risques de décrochage par parasites. Ainsi, bien que ce mode de tri ne soit pas aussi précis que le tri par différentiation, il est pratiquement le seul employé, même en France. Remarquons d'ailleurs qu'en France on a adopté, pour le 625 lignes, le mode de synchronisation employé dans la quasi-totalité du monde. Dans les récepteurs multistandards on est donc conduit, par souci de simplification, à choisir un seul mode de tri et l'on a pris celui par intégration.

2-3-3. — *Synchronisation des bases de temps lignes*

Pour conserver une fréquence de récurrence stable, il est recommandé d'appliquer en permanence la totalité des impulsions de synchronisation à la base de temps horizontale. La solution pratique est très simple : les impulsions issues du séparateur sont différentiées par des circuits à très faible constante de temps (fig. 23-23), après quoi ces impulsions sont « rabotées », de façon qu'il ne reste plus que les lancées positives ou les

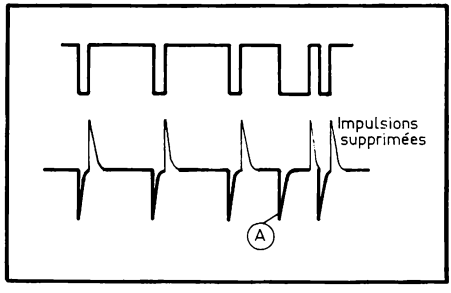


Fig. 23-23. — Les impulsions de synchronisation sont différentiées avant d'être transmises à la base de temps lignes.

lancées négatives. L'impulsion A qui résulte de la différentiation du top (cas du 819 l.) n'est pas gênante, car la base de temps est calculée pour osciller à une fréquence voisine de la fréquence lignes, donc très éloignée de celle de trames.

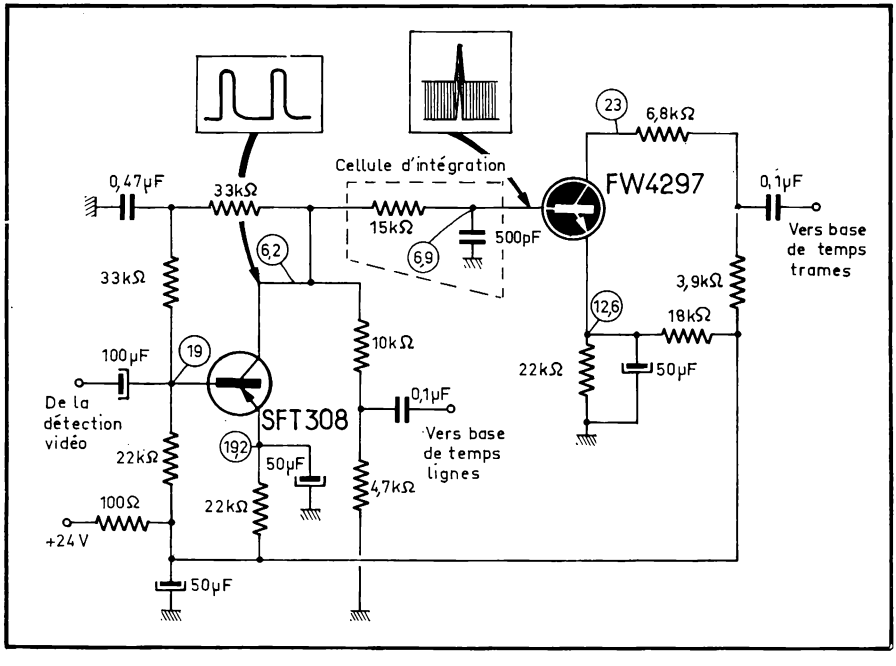


Fig. 23-24. — Réalisation pratique d'un étage de séparation et de tri tirée d'un récepteur conçu par Ducretet-Thomson. Les impulsions de trame sont intégrées avant d'être transmises à un étage de mise en forme (transistor FW 4297).

2-4. — *ETAGES DE MISE EN FORME*

A la sortie des cellules de différentiation ou d'intégration, les signaux n'ont pas la forme parfaite que nous souhaitons qu'ils aient. Aussi, lorsque des questions d'économie ne priment pas, ajoute-t-on des amplificateurs,

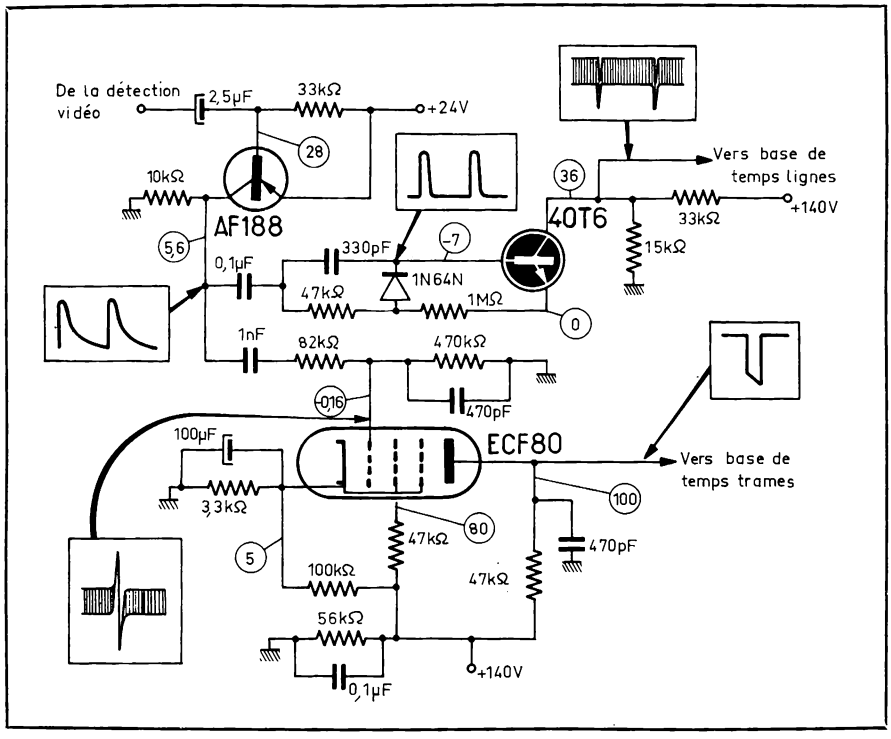


Fig. 23-25. — Etages de séparation et de tri d'un récepteur trichrome. Les cellules de triage sont à double constante de temps afin d'obtenir des formes d'onde bien dessinées. Notez en particulier l'action de la diode 1 N 64 N.

qu'on appelle étages de mise en forme, après les cellules de tri. Mise en forme, parce que ces amplificateurs écrêtent les pointes apparaissant après les cellules de différentiation, ou parce qu'ils égalisent la tension issue d'une cellule d'intégration. A la sortie d'un tel amplificateur, les signaux sont complètement débarrassés de leurs « accidents », de sorte que la synchronisation devient plus précise et plus efficace. Mais l'avantage qui, à notre sens, est le plus apparent, réside dans le fait que la synchronisation devient complètement indépendante des variations du signal vidéo, ce qui n'est pas tout à fait le cas dans les dispositifs de séparation simples. On peut, si l'on désire pousser la perfection à sa limite, disposer un amplificateur de synchronisation avant chacune des deux bases de temps. C'est ce que l'on fait quelquefois, notamment en TVC, mais il est probable qu'avec l'évolution de la technique on simplifiera les ensembles de séparation au profit de l'économie, sans que la qualité de la synchronisation en souffre pour autant.

3. — Exemples de réalisation

Un étage séparateur et un étage trieur de tops de synchronisation sont représentés dans la figure 23-24. Le schéma général est très classique.

Les signaux vidéo arrivent en polarité positive sur la base du SFT 308, qui est débloqué par la partie correspondant aux signaux de synchronisation. Les tensions indiquées dans la figure ont été relevées à l'aide d'un contrôleur universel, alors que l'entrée du séparateur était déconnectée.

Le tri des impulsions de trames est réalisé au moyen d'une cellule d'intégration dont la constante de temps est de 7,5 μs environ. Une impulsion de synchronisation de trames apparaît en lancée positive sur la base du transistor trieur, qui la transmet vers la base de temps trames. L'oscillogramme relevé sur la base l'a été à vitesse lente. Les signaux de synchronisation sont transmis à la base de temps lignes tels qu'ils apparaissent au collecteur du SFT 308.

Une autre solution, plus complexe, est représentée en figure 23-25. Ce schéma est tiré d'un récepteur trichrome de Pathé Marconi. Les circuits sont plus développés, car on a voulu des performances accrues par rapport au noir et blanc, mais les principes fondamentaux n'ont pas changé. Le montage fait appel à deux transistors et un tube ECF 80, dont la partie triode est utilisée dans la base de temps verticale. Le transistor AF 188 constitue le séparateur, sur la base duquel parviennent les signaux vidéo en polarité positive. Les impulsions de synchronisation sont ensuite appliquées à la grille de commande d'un tube pentode par l'intermédiaire d'une cellule d'intégration de structure complexe, à double constante de temps. Son fonctionnement est difficile à expliquer, car les deux cellules réagissent l'une sur l'autre. En bref, on peut dire que l'une intègre les tops de synchronisation et l'autre arrondit la courbe de façon qu'il n'y ait pas de pointe déclenchant le système prématurément.

On retrouve une autre cellule tout aussi complexe dans le circuit de base du transistor 40 T 6. La diode a pour fonction d'améliorer la forme des impulsions appliquées sur la base, ainsi qu'on peut le constater en comparant les oscillogrammes des signaux issus du collecteur de l'AF 188 et de ceux parvenant sur la base du 40 T 6.

CHAPITRE 24

LES GÉNÉRATEURS DE RELAXATION

Nous allons étudier dans ce chapitre divers types de générateurs capables de fournir des tensions en forme de dents de scie. Ces tensions seront nécessaires pour balayer le tube-images dans le sens de la largeur (balayage lignes) et de la hauteur (balayage trames).

Nous disposons, pour produire ces dents de scie, des signaux de synchronisation trames et lignes qui ont été auparavant débarrassés de toutes traces du signal vidéo. Ces signaux de synchronisation ne vont servir qu'à asservir ou à déclencher au bon moment les générateurs dits de relaxation — terme signifiant éthymologiquement « remise en liberté », mais qui perd ici ce sens particulier.

Avant d'analyser ces générateurs, il nous a paru utile de rappeler quelques notions — sur le seul plan physique — concernant le transistor utilisé en commutation. En effet, nous verrons que le transistor fonctionne, dans ces générateurs, en régime saturé ou bloqué, assez différent du régime linéaire.

1. — Le transistor en commutation

1-1. — *LES DIFFÉRENTES RÉGIONS DE FONCTIONNEMENT*

Soit le schéma de la figure 24-1, et le réseau $I_c = f(V_{CE})$ de la figure 24-2. On peut délimiter un certain nombre de « régions » de fonctionnement qui dépendent des tensions appliquées aux différentes électrodes, et on trouve ainsi que ces régions (c'est le terme consacré) sont au nombre de quatre.

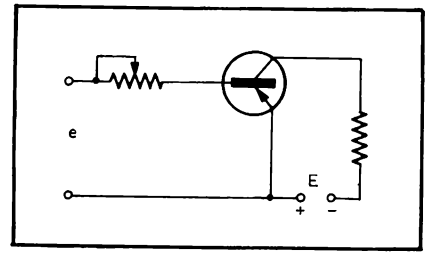


Fig. 24-1. — Montage fondamental d'un transistor. Suivant la tension ou le courant de base, le transistor fonctionne dans l'une des quatre régions de la figure 24-2.

Région I. — C'est celle que nous connaissons et qui correspond au fonctionnement linéaire du transistor. Si nous gardons le potentiel d'émetteur

constant, un accroissement du courant de base correspond à une augmentation du courant de collecteur. La courbe en trait interrompu constitue la région interdite dans laquelle la dissipation en puissance ne peut plus être admise pour le transistor donné.

Région II. — Elle correspond à la région interdite dont nous venons de parler. On peut reculer sa limite grâce à l'utilisation de radiateurs appropriés.

Région III. — Elle correspond à la *région de blocage.* La jonction base-émetteur est polarisée en inverse. Pour un *p-n-p,* le potentiel de base sera positif par rapport à celui de l'émetteur; ce sera le contraire avec un *n-p-n.* Il existe un faible courant qui traverse la jonction base-émetteur, courant résiduel I_{EB} qui est un courant parasite. Il existe également un très faible courant de collecteur — parasite lui aussi — dont on ne tiendra pas compte par la suite. Le transistor est alors assimilable à un interrupteur ouvert, sa résistance devenant extrêmement grande (plusieurs mégohms).

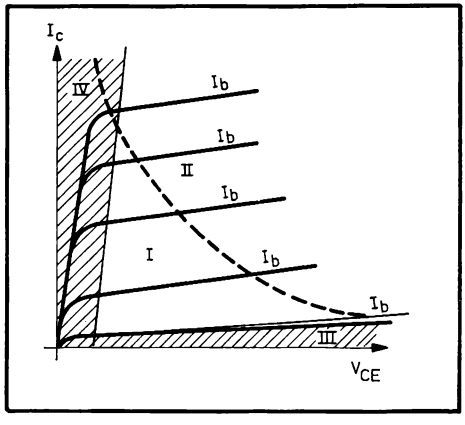


Fig. 24-2. — Les différentes régions de fonctionnement d'un transistor.

Région IV. — Elle correspond à la *région de saturation.* La base est à un potentiel élevé par rapport à celui d'émetteur (potentiel négatif dans le cas d'un *p-n-p* et positif pour un *n-p-n*). L'augmentation de ce potentiel n'a plus aucun effet — ou très peu — sur le courant de collecteur. Physiquement, cela signifie que le collecteur n'est plus capable d'absorber tous les porteurs de charge fournis par l'émetteur. Le transistor peut alors être assimilé à un court-circuit (tension collecteur-émetteur de quelques dixièmes de volt seulement et résistance propre très faible, de l'ordre du dixième d'ohm).

1-2. — *COMPORTEMENT DU TRANSISTOR EN RÉGIME BLOQUÉ OU SATURÉ*

Nous avons comparé, dans ce qui précède, le transistor à un interrupteur. C'est exact dans la mesure où l'on admet que cet interrupteur n'est pas lui-même parfait. En effet, un transistor possède une résistance propre et des capacités internes qui perturbent le fonctionnement par tout ou rien.

Si nous appliquons à un transistor des signaux rectangulaires comme le montre la figure 24-3, les signaux recueillis à la sortie sont déformés. Tout comme nous l'avons fait à propos des amplificateurs vidéo (*cf.* chap. 21, § 3), nous pouvons définir ici un temps de montée, un temps de chute, etc.

Le temps de montée ou, plus précisément, le *temps d'établissement,* qui

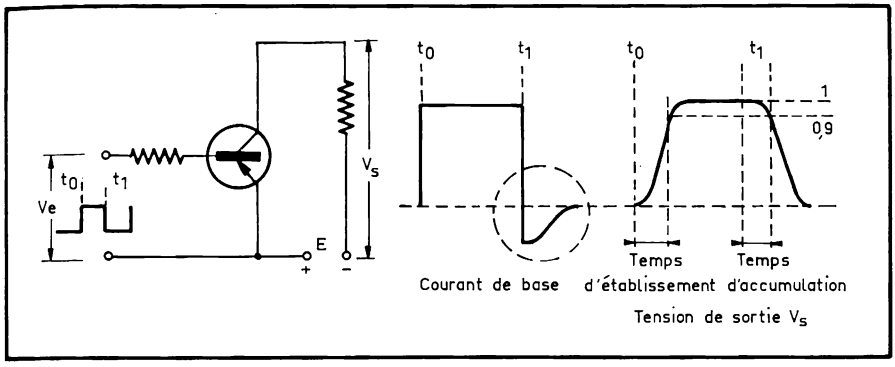


Fig. 24-3. — Du fait des résistances et capacités internes, le transistor modifie la forme des signaux qui sont appliqués à sa base.

est *le temps nécessaire pour que, à partir de l'instant où le signal est appliqué à la base, le courant de collecteur atteigne 90 % de son amplitude* (*), est dû, en fait, au « temps de transit » des électrons et à la capacité de diffusion. Pour expliquer ce « temps de transit » on peut dire sommairement que la base doit d'abord fournir les trous en quantité suffisante pour attirer les électrons.

On démontre que le temps d'établissement est d'autant plus réduit que le courant de base est plus grand, ce qui se conçoit intuitivement, puisqu'un courant de base plus grand correspond à un plus grand nombre de trous (cas du *p-n-p* évidemment).

Après l'interruption du signal, le courant de collecteur ne diminue pas immédiatement. On appelle *temps d'accumulation* (en anglais *storage time*) *celui compris entre l'instant où le signal a été interrompu et l'instant où le courant de collecteur se trouve ramené à 90 % de son amplitude maximale.* Ce temps d'accumulation est dû au fait que les porteurs se sont accumulés dans la base pendant la saturation du transistor. Il faut que ces porteurs s'éliminent pour que le courant de collecteur puisse diminuer ou, plus précisément, il faut que la concentration dans la base redevienne la même qu'au temps d'établissement. Sommairement, encore une fois, tout se passe comme si la jonction base-émetteur constituait un condensateur chargé, qui maintient le transistor en saturation tant qu'il n'est pas déchargé. Le temps d'accumulation suit d'ailleurs une loi inverse par rapport au temps d'établissement, et pour le réduire il faut diminuer le courant de base.

Enfin, la troisième partie du signal de sortie est caractérisée par son *temps de chute* (appelé aussi temps de décroissance et en anglais *fall time*). C'est en quelque sorte l'inverse du temps de montée, autrement dit le temps mis par le courant de collecteur pour tomber de 90 % à 10 % de son amplitude maximale. Pour réduire le temps de chute, on fait appel à un fort courant de base inverse.

En résumé, lorsqu'on désire réduire le temps d'accumulation, on doit réduire le courant de base, mais alors on augmente le temps de chute. On parviendra à concilier ces antagonismes en commandant le circuit de base de la façon indiquée en figure 24-4. Le circuit RC est un différentiateur (*cf.* chap. 23, § 2-2), qui accroît le courant de base pendant les fronts montants

(*) Il existe un petit *distinguo* entre ces deux notions : le temps de montée part du moment où l'amplitude atteint 10 % de l'amplitude maximale.

ou descendants des signaux d'entrée, puis maintient le courant de base à une valeur juste nécessaire pour que le transistor reste saturé. Ces circuits sont très souvent utilisés dans les montages de commutation.

1-3. — *LES LIMITES D'UTILISATION*

Nous avons vu, lors de l'étude des régions, qu'un transistor possédait une région interdite (de même que les tubes d'ailleurs) en amplification linéaire. Cette « interdiction » signifie qu'un transistor ne peut fonctionner en débitant une telle puissance *en permanence*. En effet, si la température des jonctions s'élève parce que la dissipation de chaleur est insuffisante (radiateur trop petit, par exemple), il se produit un emballement thermique qui entraîne la destruction du transistor. Notons au passage que c'est un phénomène particulier au transistor, qui ne se produit pas avec les tubes, pour lesquels la limitation en puissance est due aux déformations mécaniques pouvant être provoquées par l'élévation de la température.

En régime d'impulsions, on peut fort bien empiéter sur la région interdite, mais pendant un bref instant seulement. En effet, la puissance dissipée par un transistor bloqué est très faible, puisque I_C est très petit; de même en régime saturé, cette puissance est encore faible, car la tension V_{CE} est elle-même très faible. On est donc largement au-dessous de la puissance que le transistor est capable de supporter.

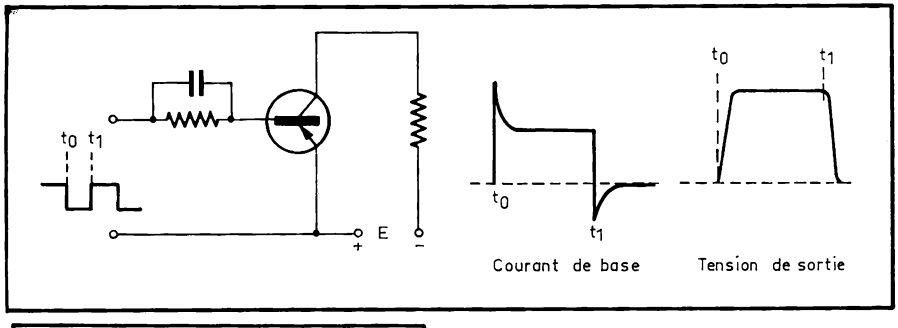


Fig. 24-4, ci-dessus. — Afin de diminuer les temps d'établissement et d'accumulation, on donne une forme particulière au courant de commande du transistor.

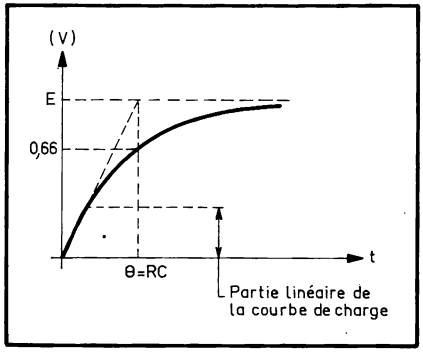


Fig. 24-5, ci-contre. — Obtention d'une dent de scie à partir de la tension de charge d'un condensateur.

On ne peut pas, cependant, augmenter le courant de collecteur ou la tension V_{CE} autant qu'on le veut. Un courant de collecteur élevé se traduit par une densité élevée d'électrons, qui peuvent provoquer des fusions locales par suite d'un manque d'homogénéité des matériaux semi-conducteurs (un

peu comme une « paille » dans un barreau de bronze). D'autre part, une tension très élevée peut provoquer une sorte d'arc interne qui se traduit par la destruction du transistor. Un tel phénomène peut être dû à une « avalanche » provoquée par l'ionisation des atomes du cristal, ionisation due à un champ électrique trop important, ou encore à un claquage causé par une tension inverse collecteur-base trop grande, phénomène assimilable à l'effet Zener dans lequel les paires électron-trou se forment au niveau des jonctions.

2. — Création de tensions en dents de scie

2-1. — *CHARGE ET DÉCHARGE D'UN CONDENSATEUR*

On sait qu'un condensateur se charge suivant une fonction exponentielle exprimée par la relation

$$v_c = E\ (1 - e^{-t/RC}),$$

où v_c est la tension aux bornes du condensateur à l'instant t, E est la force électromotrice du générateur, R est la résistance totale du circuit.

On appelle constante de temps du circuit le produit $R.C = \theta$. On démontre que l'expression ci-dessus peut se développer en un polynome (*)

$$v_c = E\left[\frac{t}{\theta} - \frac{1}{2\,!}\left(\frac{t}{\theta}\right)^2 + \frac{1}{3\,!}\left(\frac{t}{\theta}\right)^3 \ldots\right].$$

Si $t \ll \theta$ la relation peut se simplifier, et devient

$$v_c = E\,\frac{t}{\theta},$$

les autres termes devenant négligeables. La tension de charge devient alors une fonction *linéaire* du temps, ce qui signifie que la tension aux bornes du condensateur augmente proportionnellement au temps. La figure 24-5 illustre ce que nous venons d'exposer. On peut, de façon identique, montrer que la décharge d'un condensateur suit les mêmes lois générales que la charge.

Nous pouvons, à l'aide d'un réseau R.C, obtenir des tensions en forme de dents de scie. Comme nous désirons que ces dents de scie aient la forme de la figure 24-6, c'est-à-dire une augmentation relativement lente avec le temps (intervalle t_0-t_1) suivie d'une décroissance rapide de la tension (intervalle t_1-t_2), il faut que nous utilisions un réseau à double constante de temps. La résistance de charge R_c doit être beaucoup plus élevée que celle de décharge R_d. Ainsi, pour le 625 lignes, la durée d'une ligne est de 64 μs, dont 53 μs environ pour le signal vidéo et 11 μs environ pour les impulsions de synchronisation. La constante de temps du circuit de charge doit être cinq

(*) e, base des logarithmes népériens, est définie par la somme de la série

$$e = 1 + \frac{1}{1\,!} + \frac{1}{2\,!} + \frac{1}{3\,!} \ldots\ldots \frac{1}{n\,!},$$

où le point d'exclamation, appelé « factoriel », signifie qu'il faut multiplier le nombre par tous ceux qui le précèdent. Ainsi « 3 ! » signifie $1 \times 2 \times 3$, et « 4 ! » signifie $1 \times 2 \times 3 \times 4$, etc. Chaque fois que l'on rencontre e^t (avec $t > 0$) on peut décomposer en série

$$e^t = 1 + \frac{t}{1\,!} + \frac{t^2}{2\,!} + \frac{t^3}{3\,!} \ldots\ldots \frac{t^n}{n\,!}.$$

fois plus élevée que celle du circuit de décharge. Pour obtenir les tensions en dents de scie nécessaires, on peut imaginer le circuit de la figure 24-7 dans laquelle le réseau R_cC a une constante de temps égale à cinq fois celle du réseau de décharge R_dC, d'où $R_c = 5\ R_d$.

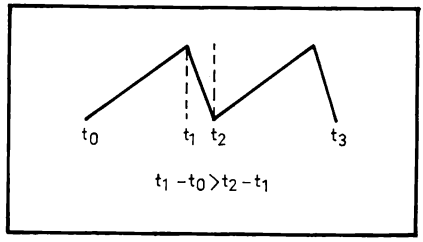
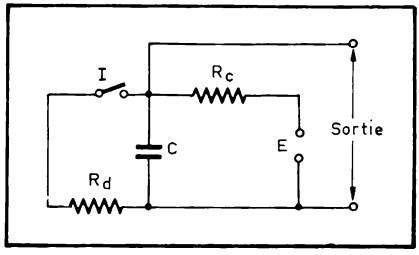


Fig. 24-7. — En choisissant des résistances de valeur correcte pour la charge et la décharge du condensateur, on peut obtenir les tensions en dents de scie désirées.

Fig. 24-6. — Forme des dents de scie à transmettre aux étages de commande du balayage.



Il est bien évident que la commutation de l'interrupteur I ne peut se faire mécaniquement pour les lignes dont la fréquence est de quelque 15 625 Hz (en 625 l.) et qu'on doit faire appel à une commutation électronique, que nous utiliserons d'ailleurs également pour les trames, et qui est assez facile à réaliser. A ces fins, on peut utiliser n'importe quel dispositif électronique : transistors, thyristors, circuits intégrés, etc., pourvu que ceux-ci puissent être déclenchés par les impulsions provenant de l'étage trieur. Les tensions prélevées aux bornes des condensateurs affectent la forme en dents de scie et commandent les étages suivants (fig. 24-8).

Les inconvénients de ce procédé sont assez nombreux :

a. — La tension de sortie est faible pour autant qu'on exige une bonne linéarité;

b. — La sensibilité aux parasites est assez élevée, puisque le commutateur peut être déclenché à n'importe quel instant;

c. — Un arrêt de l'émission bloque le commutateur et, par suite, le balayage.

Ce procédé, qui est d'une grande simplicité (apparente, car il faudrait amplifier beaucoup la tension en dents de scie pour qu'elle soit utilisable), n'est pas employé sous cette forme simplifiée. Nous verrons bientôt d'autres systèmes plus perfectionnés, mais auparavant nous allons étudier les moyens qui nous permettront d'utiliser au maximum la décharge du condensateur.

2-2. — *AMÉLIORATION DE LA LINÉARITÉ*

Il est possible d'améliorer la linéarité de la charge ou de la décharge d'un condensateur, de façon à pouvoir utiliser sur une plus large gamme la variation de tension à ses bornes. Il existe plusieurs procédés permettant d'y parvenir.

2-2-1. — *Emploi d'une inductance en série*

Il suffit de connecter une bobine dans le circuit de charge du condensateur pour que la linéarité de la tension de sortie soit améliorée (fig. 24-9).

Nous disons bien dans le circuit de charge, car c'est la linéarité de la tension « montante » qui nous intéresse plus particulièrement ici, mais on pourrait évidemment améliorer la linéarité de la courbe de décharge par une méthode analogue.

On conçoit intuitivement que la bobine s'opposant à l'accroissement rapide du courant, et le condensateur à l'accroissement rapide de la tension,

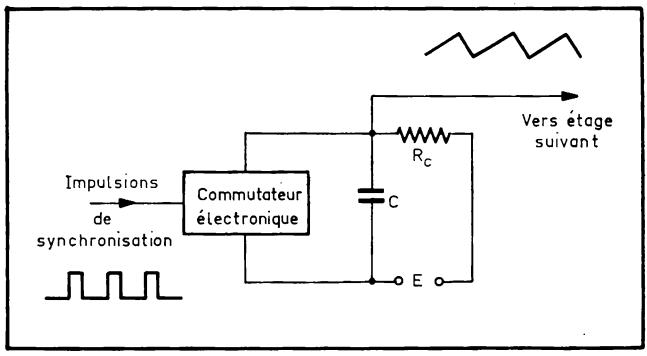


Fig. 24-8. — Obtention des dents de scie à partir d'un interrupteur commandé directement par les impulsions de synchronisation.

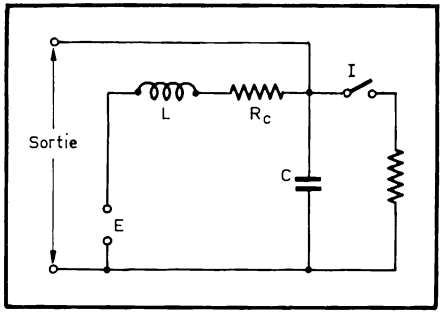


Fig. 24-9. — Amélioration de la linéarité des dents de scie grâce à l'interposition d'une inductance.

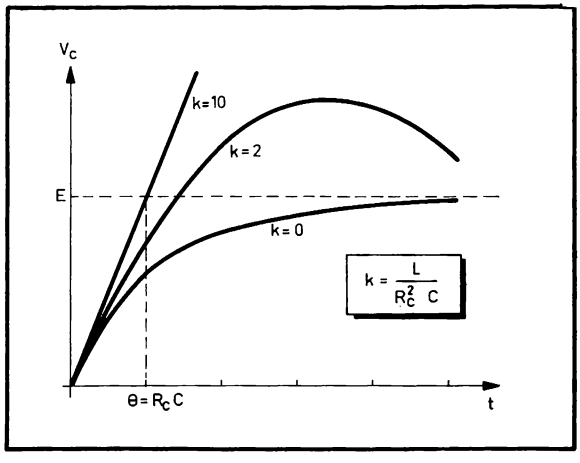


Fig. 24-10. — La linéarité de la courbe de charge du condensateur peut être plus ou moins améliorée suivant la valeur du rapport **k**.

il se produit un certain équilibre entre ces deux antagonismes, de sorte que la tension augmente linéairement. La figure 24-10 montre que la linéarité s'améliore en fonction du rapport $k = L/CR_c^2$. La tension aux bornes du

condensateur devient à un certain moment supérieure à celle de la source, ce qui n'a rien d'étonnant puisque nous avons affaire à un circuit oscillant série. Pour $k = 10$, la linéarité devient presque parfaite pendant le temps $\theta = R_c.C$.

2-2-2. — *Emploi d'un générateur à courant constant*

D'une manière générale, tout dispositif à courant constant, intercalé entre la source E et le condensateur, rendra la dent de scie linéaire. En effet, la variation exponentielle de la tension est due au fait que le courant de charge décroît dans le temps. On a $q = i\,t$, avec q représentant la quantité d'électrons. Au début de la charge, et pendant un court intervalle t_0-t_1, le nombre d'électrons arrivant sur la plaque du condensateur connectée à la borne négative est grand. Un peu plus tard, mais pendant un même intervalle de temps égal à t_0-t_1, le nombre d'électrons parvenant sur la plaque sera plus faible, puisqu'il y a déjà un certain nombre d'électrons qui repoussent les autres. Ainsi le courant fourni par la source décroît avec le temps. Si, par un dispositif quelconque, on maintient constant le courant d'électrons, q devient directement proportionnel au temps et à lui seul, puisque $q = i.t$ et i est une constante. Comme on a, d'autre part, $q = Cv$, il est clair que la tension v est elle-même proportionnelle au temps.

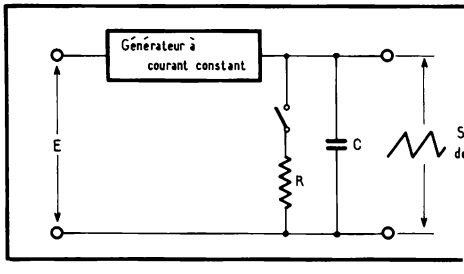


Fig. 24-11. — Un générateur à courant constant permet de linéariser la forme de la tension de charge d'un condensateur.

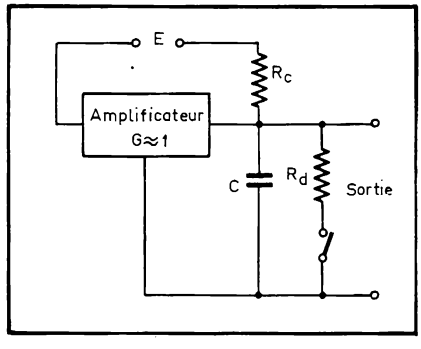


Fig. 24-12. — Linéarisation de la charge d'un condensateur grâce à un montage à réaction positive.

On peut réaliser un certain nombre de dispositifs à courant constant (pentode dont le courant anodique est pratiquement indépendant de la tension d'anode lorsque celle-ci dépasse une cinquantaine de volts ou transistor dont on maintient le courant de collecteur constant). Le montage synoptique est celui de la figure 24-11. Il existe également des diodes à courant constant qui pourraient convenir.

2-2-3. — *Amélioration par réaction positive*

L'utilisation d'un amplificateur à gain voisin de 1 permet également d'améliorer la linéarité de la tension de charge. Le schéma de principe est celui de la figure 24-12. Si l'impédance d'entrée de l'amplificateur est très

grande et son impédance de sortie faible (montage à anode commune ou à collecteur commun) la tension de sortie est

$$v_c = \frac{E}{1 - G}\,(1 - e^{-t\,(1-G)/\theta}).$$

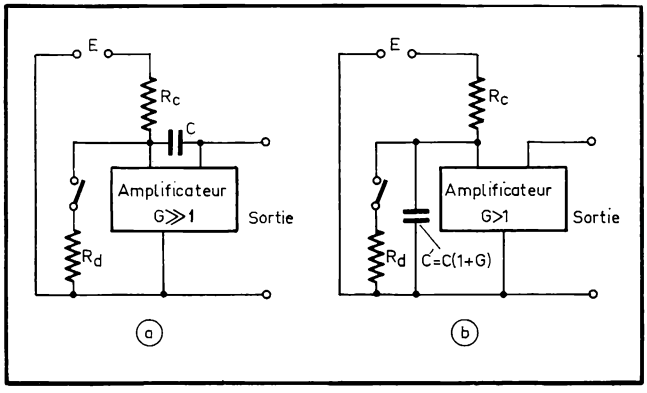


Fig. 24-13. — Linéarisation de la charge d'un condensateur par montage à réaction négative.

En décomposant en série, comme nous l'avons fait précédemment, on trouve

$$v_c = E\left[\frac{t}{\theta} - \frac{t^2\,(1-G)}{\theta^2 \,.\, 2\,!} + \frac{t^3\,(1-G)^2}{\theta^3 \,.\, 3\,!} \ldots \frac{t^n\,(1-G)^{n-1}}{\theta^2 \,.\, n\,!}\right]$$

Pour $G = 1$, le facteur $(1 - G) = 0$, d'où

$$v_c = E \,.\, \frac{t}{\theta},$$

qui est la condition de parfaite linéarité.

2-2-4. — *Amélioration par réaction négative*

Le schéma de principe est maintenant celui de la figure 24-13*a*, tandis que la figure 24-13*b* représente le schéma équivalent dans lequel le condensateur a été multiplié par le facteur $(1 + G)$, où G représente le gain.

En effet, on peut montrer que

$$v = -GE\,(1 - e^{-t/(1+G)\theta}),$$

où v est la tension de sortie de l'amplificateur. Celle-ci est de la même forme que celle prélevée aux bornes du condensateur de valeur $C\,(1 + G)$ associé à une résistance R_c. La constante de temps est plus grande, puisque $R_c.C$ est multiplié par un facteur $(1 + G)$ supérieur à 1. On peut montrer, en décomposant en série la relation ci-dessus, que la tension de sortie de l'amplificateur est

$$v = -E\,\frac{t}{\theta},$$

à condition que $G \gg 1$, le signe « moins » indiquant l'inversion de phase due à l'élément actif.

Ce type de montage, fort utilisé en électronique, est connu sous le nom d'*intégrateur de Miller*. Il peut utiliser soit une pentode, soit un transistor. Nous aurons l'occasion d'y revenir bientôt.

Tous les montages de linéarisation que nous venons d'étudier sont commandés directement, ce qui veut dire que la tension en dents de scie est obtenue à partir des impulsions de synchronisation. Ce mode de commande est peu utilisé — comme nous l'avons déjà dit — à cause, notamment, de sa sensibilité aux parasites.

Pratiquement, on adopte toujours, pour la production des dents de scie, des générateurs de relaxation qui possèdent une fréquence propre, autrement dit, qui peuvent osciller librement. La fréquence propre d'un tel oscillateur sera légèrement inférieure à la fréquence lignes ou trames (par exemple 45 Hz au lieu de 50 pour la fréquence de trames) et les impulsions de synchronisation déclencheront l'oscillateur, en quelque sorte prématurément. On a ainsi une meilleure protection contre les parasites éventuels.

3. — L'oscillateur bloqué

C'est un des oscillateurs de relaxation les plus employés en télévision. Nous développerons son étude assez longuement sans néanmoins faire appel à la théorie mathématique, qui est assez complexe. Nous l'étudierons d'abord, sur le seul plan physique, puis nous donnerons un exemple de calcul.

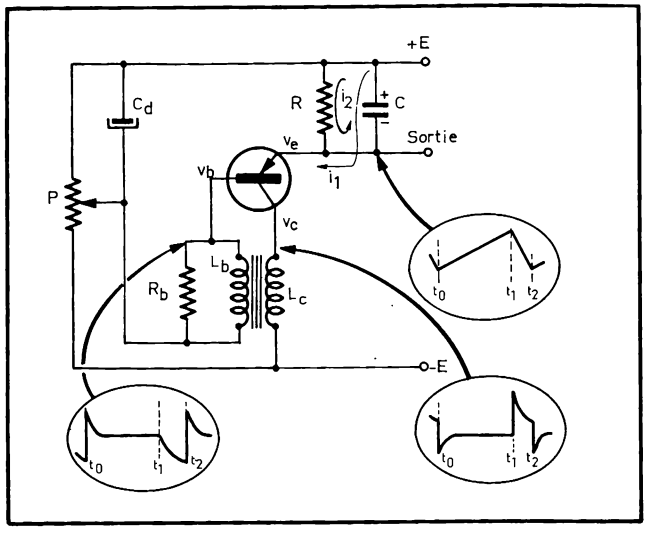


Fig. 24-14. — Exemple de schéma d'un oscillateur bloqué à transistor. Le couplage entre L_b et L_c est très serré.

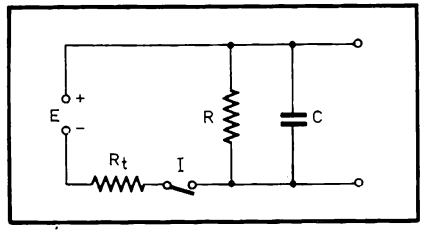
Dans ses grandes lignes, l'oscillateur bloqué ressemble à un oscillateur classique à réaction base-collecteur. Il y a, cependant, une différence fondamentale que le schéma ne fait pas ressortir : le couplage entre les circuits de réaction est très serré sans pour autant atteindre la saturation des circuits magnétiques.

3-1. — *OSCILLATEUR BLOQUÉ A TRANSISTOR*

Le schéma d'un oscillateur bloqué à transistor est donné dans la figure 24-14, mais on peut en imaginer beaucoup d'autres. Nous partirons du moment t_0 et nous allons voir ce qui se passe dans l'intervalle t_0-t_1.

a. — *Intervalle* t_0 - t_1. Le condensateur C est chargé; le transistor est bloqué. Le condensateur commence à se décharger, de sorte que le potentiel de sortie devient moins négatif; le courant de décharge a le sens indiqué par la flèche i_2. Le potentiel d'émetteur devient donc de moins en moins négatif; le potentiel de base reste constant, C_d étant un condensateur de découplage qui ne se décharge pratiquement pas. Nous nous occuperons plus tard de la lancée positive apparaissant au moment t_0.

Fig. 24-15, ci-contre. — Schéma équivalent de l'oscillateur bloqué dans lequel l'interrupteur I représente le transistor bloqué ou saturé.



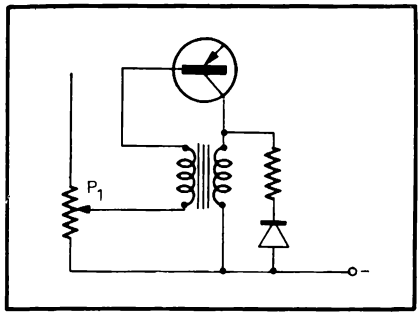


Fig. 24-16, ci-contre. — Variante du circuit de collecteur d'un oscillateur bloqué (comparez avec la figure 24-14).

b. — *Intervalle* t_1 - t_2. Le potentiel d'émetteur, au moment t_1, est tel que le transistor commence à conduire; en gros ce potentiel devient égal à celui de base. Il apparaît donc un courant de collecteur qui induit dans L_b une tension telle que v_b se rapproche de la tension de collecteur v_c. En effet, le sens de couplage est réalisé de façon qu'à une augmentation de i_c corresponde un accroissement (en valeur absolue) de v_b. La tension de base se rapprochant de v_c a pour effet d'augmenter i_c qui, lui-même, augmente v_b. L'effet étant cumulatif, le transistor atteint la saturation d'une façon pratiquement instantanée. Pendant ce temps, C se charge progressivement et le courant de charge diminue. D'autre part, le transistor étant saturé, le courant de collecteur ne peut plus augmenter, ce qui entraîne une diminution de potentiel de base, puisqu'il n'y a plus de tension induite dans L_b. Lorsque le potentiel de base devient inférieur à celui d'émetteur, le transistor est bloqué. Il se produit une surtension aux bornes du transformateur (lancée positive sur la base), surtension rapidement « absorbée » par la résistance R_b. Le condensateur recommence à se décharger (temps t_2) et nous revenons ainsi aux conditions initiales : transistor bloqué; condensateur déchargé.

Nous avons représenté le schéma équivalent du montage dans la figure 24-15, où l'interrupteur I symbolise le transistor assimilable à un court-circuit (transistor saturé) pendant l'intervalle t_1-t_2 et à une coupure (transistor bloqué) pendant l'intervalle t_0-t_1. La résistance R_t est la somme des résistances rencontrées par le courant de charge i_1. On voit que, si l'on tient compte de tous les paramètres (résistance du transistor, de L_c, de celle rapportée au secondaire L_b sur le primaire L_c; etc.), on aboutit à des équations très indigestes. Nous verrons dans l'exemple numérique qu'on peut négliger la plupart de ces paramètres, de sorte que le calcul devient relativement simple.

Disons encore quelques mots à propos du circuit que nous venons d'étudier (fig. 24-14).

Le potentiomètre P permet, par variation du potentiel de base, de modifier le temps de décharge de C, ce qui modifie la fréquence de l'oscillateur.

Le rapport de transformation n est tel que le nombre de spires L_b est plus élevé que celui de L_c. La bobine L_b détermine ainsi, avec R_b, la constante de temps du circuit de charge, $\theta = L_b/R_b$. Cette résistance d'amortissement peut être placée en parallèle sur L_c; il faut alors insérer, en série avec R_d, une diode qui met R_d hors circuit pendant le temps de conduction du transistor (fig. 24-16, dans laquelle seul est représenté le circuit de collecteur).

De très nombreuses autres variantes de ce type de générateur ont été imaginées. Nous en donnons une dont le schéma est celui de la figure 24-17. Le fonctionnement est un peu différent de celui exposé ci-dessus. Ici le condensateur se charge à travers R et se décharge à travers le transistor, dont le basculement est provoqué par C_1. En effet, lorsque le transistor conduit, il se produit une surtension aux bornes de L_b qui charge C_1 et la tension de base devient positive. Le transistor est bloqué, puis le condensateur C_1 se décharge à travers R_1 et R_2 et la tension de base diminue jusqu'à devenir presque égale à v_e. Le transistor commence de nouveau à conduire; la surtension produite aux bornes de L_b recharge C_1 et le cycle recommence.

On remarque que le transistor agit comme un interrupteur dont le temps de fermeture est commandé par le circuit résistances-condensateur dont la constante de temps est $\theta = C_1 (R_1 + R_2)$. La variation de R_2 permet d'ajuster la fréquence de l'oscillateur. On insère souvent une diode entre le circuit de collecteur et le point commun RC, de façon que le condensateur se décharge directement à travers le transistor et la diode. Le temps de décharge est ainsi très diminué puisque le courant de décharge ne traverse plus L_c. Cette disposition particulière est indiquée en pointillé dans la figure 24-17. La bobine L_c peut alors être connectée directement au circuit d'alimentation.

La linéarité de la tension en dents de scie peut être améliorée dans tous ces montages, comme nous l'avons indiqué précédemment, en remplaçant R par un amplificateur correcteur ou en lui adjoignant une inductance. En télévision, on n'emploiera pas de correction, car la dent de scie doit avoir, de toute façon, une forme particulière, comme nous le verrons ultérieurement.

D'autre part, remarquons que le transistor ne fonctionne que pendant la décharge du condensateur. Cela permet de le faire travailler dans les régions « interdites » de puissance dissipée.

Enfin, notons que les circuits restent les mêmes, que les transistors soient du type *p-n-p* ou *n-p-n*, à l'inversion de tension d'alimentation près, évidemment.

3-2. — *OSCILLATEUR BLOQUÉ A COLLECTEUR COMMUN*

Il existe un grand nombre de schémas d'oscillateurs bloqués. Nous en donnons un dernier exemple en figure 25-18 dans lequel la réaction s'effectue entre émetteur et base. Ici le transistor fonctionne en collecteur commun.

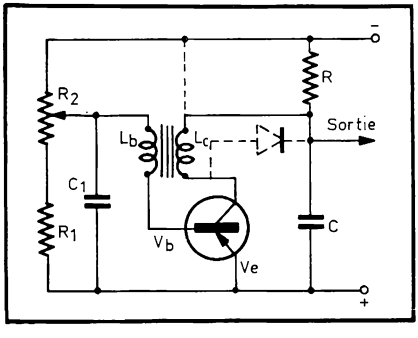


Fig. 24-17 — Variante d'un oscillateur bloqué dans lequel le condensateur est monté dans le circuit de base.

Lorsqu'il conduit, il charge C qui se décharge ensuite dans la résistance de 680 Ω. La tension de commande issue des étages de synchronisation impose la fréquence de fonctionnement. Dans le circuit de collecteur, on trouve un transformateur qui transmet les signaux à l'étage suivant. Ce transformateur isole l'oscillateur bloqué dans le sens où la charge ramenée par les étages qui suivent est sans influence sur le fonctionnement de l'oscillateur.

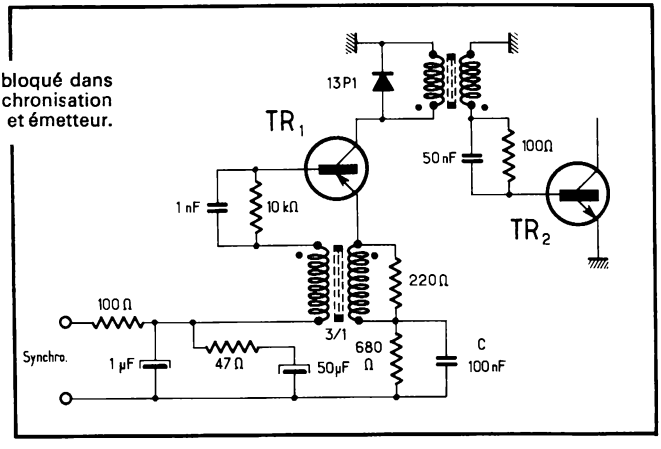


Fig. 24-18 — Oscillateur bloqué dans lequel les signaux de synchronisation sont appliqués entre base et émetteur.

3-3. — *SYNCHRONISATION DES OSCILLATEURS BLOQUÉS*

Les impulsions de synchronisation doivent, en principe, être appliquées sur l'électrode de commande et avec une polarité telle qu'elles abaissent le potentiel de façon à accélérer le blocage du tube ou du transistor.

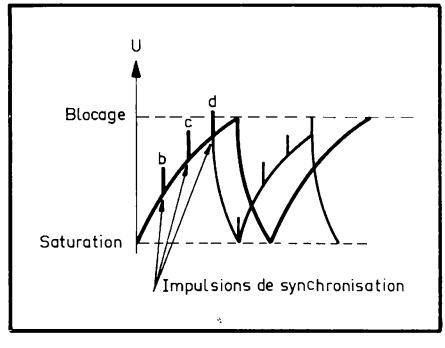


Fig. 24-19. — Principe de synchronisation des oscillateurs bloqués. L'impulsion **d** débloque prématurément le montage.

La figure 24-19 illustre ce phénomène. On y a représenté en trait plein l'onde recueillie à la sortie de l'oscillateur en l'absence d'impulsions de synchronisation. Si on ajoute à cette onde des impulsions convenablement orientées, l'élément actif atteint la région de blocage avant la décharge complète du condensateur. La fréquence de l'oscillateur bloqué est alors imposée par les impulsions, pour autant que celles-ci se produisent au bon moment. Ainsi les impulsions *b* et *c* sont sans influence sur le comportement de l'oscillateur. Il faut remarquer, cependant, que l'on doit tenir compte de leur amplitude.

Il arrive souvent que les impulsions dont on dispose se présentent en polarité inverse. Il suffit alors de les appliquer dans le circuit de collecteur; le transformateur les reportera, en polarité correcte, sur le circuit de base, puisqu'il leur fait subir une rotation de phase de 180°. Il faut alors que l'amplitude des impulsions soit plus grande que dans le cas précédent, car le transformateur est un abaisseur de tension. On peut encore prévoir un enroulement tertiaire couplé aux deux autres et assurant la synchronisation par « commande magnétique ». Dans tous les cas, la synchronisation d'un oscillateur bloqué est facile à effectuer.

3-4. — *ETUDE ET RÉALISATION D'UN OSCILLATEUR BLOQUÉ BASSE FRÉQUENCE A TRANSISTOR*

Nous nous proposons de montrer, à titre d'exemple, l'étude et le calcul d'un oscillateur bloqué pour base de temps trames. Auparavant, nous allons établir quelques relations nécessaires à la conduite du calcul. Nous simplifierons bien entendu cette étude, car l'exposé complet fait apparaître des équations qui sortent du cadre de cet ouvrage. Les hypothèses faites et les approximations admises sont d'ailleurs justifiées dans la pratique. Ainsi, nous supposerons que la résistance ohmique des bobines est nulle, nous considérerons les paramètres d'un transistor comme constants, etc.

Le schéma que nous nous proposons d'analyser est celui de la figure 24-20. Il a été mis au point par *SESCO,* et l'étude en a été publiée dans le *Manuel d'Application des Transistors* édité par cette firme.

Dans ce montage, les condensateurs C_1 et C_2 sont ceux qui fournissent la tension en dents de scie à l'étage suivant. Lorsque le transistor est saturé, ces condensateurs se déchargent, mais étant donné la grande constante de temps du circuit (C_1 et C_2 font chacun 500 μF), *ils se déchargent peu, de sorte que l'on considérera la tension de sortie* v_s *comme constante.* Cette tension de sortie se trouvera appliquée à l'enroulement L_2 lorsque le transistor est saturé.

Partons du moment t_0 où le transistor commence à conduire. Il se produit un accroissement du courant de collecteur qui induit dans L_1 une tension telle que la base devient plus positive. Un courant de base prend naissance et le condensateur C_3 se trouve chargé. Au temps t_1, la charge aux bornes du condensateur C_3 a pour valeur

$$v_{C3} = v_{L1} \, (1 - e^{-t1/Rt \, C_3}) \, ,$$

où v_{L1} est la tension aux bornes de L_1

R_t la résistance globale du circuit de base, soit $R_3 + r_{be}$, r_{be} étant la résistance d'entrée du transistor que nous supposerons négligeable.

Ainsi, pendant l'intervalle t_0-t_1, le courant de base a diminué en vertu de la relation

$$\log \frac{i_{b1}}{i_{b0}} = - \frac{t_1}{2{,}3 \, . \, R_t \, . \, C_3} \, .$$

i_{b1} et i_{b0} étant respectivement les courants de base aux instants t_1 et t_0.

A l'instant t_0, il se produit une augmentation rapide du courant de collecteur (fig. 24-21*a*) qui est fonction de la tension apparaissant aux bornes de L_2 et due à l'influence de L_1. Tout se passe comme si la présence de L_1 se traduisait par la mise en parallèle sur L_2 d'une résistance fonction du rapport de transformation n et de la résistance du circuit de base. La relation donnant le courant de collecteur est ainsi

$$i_{co} = \frac{v_{L2}}{R_t \, n^2} \, ,$$

avec v_{L2}, tension aux bornes de L_2 et R_t, résistance du circuit de base.

A l'instant t_1, le courant a augmenté par rapport à i_{co} d'une quantité

$$i'_c = \frac{v_{L2}}{L_2} \cdot t_1 .$$

On devrait dire, en toute rigueur, $t_1 - t_0$, mais nous supposons $t_0 = 0$.

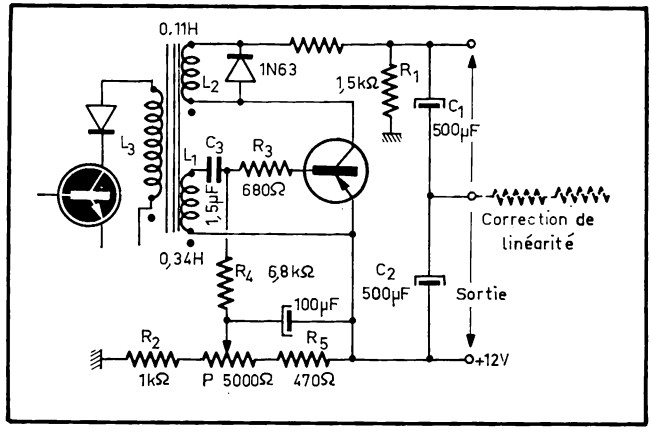


Fig. 24-20. — Schéma d'un oscillateur bloqué à transistor synchronisé par le tertiaire L_3.

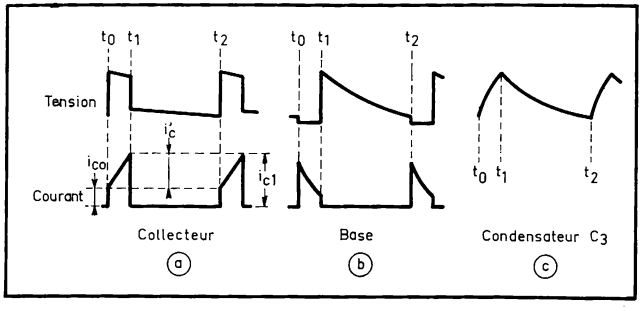


Fig. 24-21. — Formes d'onde recueillies en divers points du montage de la figure précédente.

Le courant de crête de collecteur est la somme $i_{co} + i'_c$, de sorte que la relation donnant i_{c1} est

$$i_{c1} = \frac{v_{L2}}{R_t . n^2} + \frac{v_{L2}}{L_2} \cdot t_1 .$$

A l'instant t_1, le transistor étant saturé, la tension induite aux bornes de L_1 disparaît et C_3 commence à se décharger à travers L_1, R_4 et le condensateur de découplage. D'autre part, le potentiomètre P polarise la base à un potentiel négatif par rapport à l'émetteur, ce qui contrebalance le potentiel positif de C_3. Lorsque C_3 est suffisamment déchargé, le point commun R_3-C_3 devient négatif et le transistor conduit à nouveau. Nous revenons au point de départ du cycle, t_0. Le temps de décharge de C_3 est donc

$$t_2 - t_1 = R_4 . C_3 \log \frac{v_p}{v_{C3}}$$

où v_P est le potentiel au point commun R_3-C_3 lorsque C_3 est déconnecté. En toute rigueur, il faudrait tenir compte de la capacité du condensateur de

découplage, de la résistance de L_1, etc., en un mot de tout le circuit de décharge.

Afin de pouvoir entreprendre le calcul, il faut s'imposer quelques données. Tout d'abord la fréquence de récurrence. Nous prendrons 40 Hz, puisque l'oscillateur que nous voulons calculer est destiné à une base de temps trames. La durée d'un cycle complet est ainsi de $1/40 = 0{,}025$ s, soit 25 ms. La durée de la suppression de trame est égale à 40 fois environ la durée d'une ligne, soit à peu près 2 ms (« officiellement » $41 \times 48{,}84$ pour le 819 l.).

La tension d'alimentation est de 12 V, mais elle varie à cause de la décharge des condensateurs C_1 et C_2 de sortie. Cette variation est assez faible, de l'ordre d'une fraction de volt seulement, de sorte qu'en prenant une tension de sortie de 11 V on est près de la réalité.

Le choix des courants est assez arbitraire. On sait que l'on peut dépasser la courbe de dissipation maximale pendant un instant très bref. C'est le cas ici, puisque le transistor ne fonctionne que pendant les retours de trames et pendant 2 ms seulement, et est bloqué pendant les 18 ms suivantes. On ne peut pas, cependant, choisir un courant trop élevé, car l'« accumulation » de la puissance dissipée risquerait de devenir prohibitive, et provoquer une fusion locale à cause des hétérogénéités internes du transistor. Le transistor choisi ici peut supporter un courant de collecteur maximal de 500 mA, mais nous nous fixerons 200 mA comme limite absolue pour i_{c1}. Il faut encore choisir i'_c et i_{co} de façon à pouvoir calculer les constantes du circuit.

i'_c doit être assez grand pour que l'inductance de L_2 ne soit pas trop grande, ce qui entraînerait des risques de saturation du circuit magnétique. D'autre part, i_{co} doit être assez grand pour que le rapport de transformation soit « raisonnable », et le courant de base doit être suffisant pour que le transistor atteigne la saturation. Nous fixons i'_c à 150 mA et, par suite, i_{co} à 50 mA. Il faut bien noter que ce choix est arbitraire et que l'expérience du technicien est ici d'un très grand secours.

On peut calculer maintenant L_2, soit

$$L_2 = \frac{v_{L2}}{i_{c1}} t_1 = \frac{11 \times 1{,}5 \cdot 10^{-3}}{0{,}15} = 0{,}11 \text{ H}.$$

La résistance en parallèle apportée par L_1 vue de L_2 doit être, pour que i_{co} ne dépasse pas 50 mA,

$$R'_t = \frac{v_{L2}}{i_{co}} = \frac{11}{0{,}05} = 220\ \Omega,$$

avec $R'_t = n^2 R_t$, où $R_t = R_3 + r_{be}$.

La résistance d'entrée r_{be} est très variable selon le régime du transistor. On prendra R_3 assez grande de façon à pouvoir négliger l'influence de r_{be}. Mais il faut aussi chercher la valeur maximale que peut prendre r_{be}. Lorsque le transistor est saturé, le courant de base est

$$i_{b1} = \frac{i_c}{\beta} = \frac{200}{40} = 5 \text{ mA},$$

β étant le gain en courant du transistor pour $i_c = 200$ mA. La résistance d'entrée du transistor est alors de 60 Ω. Ces chiffres sont soit tirés des caractéristiques du transistor, soit obtenus par la mesure. Comme i_{b1} est le courant de base minimal, la résistance d'entrée diminue, de sorte qu'en prenant une valeur de résistance beaucoup plus grande que 60 Ω, par exemple dix fois plus élevée, nous serons parfaitement protégés. On prendra donc une résis-

tance de 560 ou 680 Ω. Prenons 680 Ω (*), ce qui permet de négliger r_{be}. On peut maintenant calculer le rapport de transformation :

$$n = \sqrt{R_3 + R'_t} = \sqrt{680/220} \# 1{,}75 .$$

Comme nous connaissons L_2, nous pouvons calculer L_1 :

$$L_1 = L_2 \cdot n^2 = 0{,}11 \times (1{,}75)^2 = 0{,}34 \text{ H} .$$

La tension v_{L1} induite aux bornes de L_2 dans l'intervalle t_0-t_1 est

$$v_{L1} = v_{L2} \times n = 11 \times 1{,}75 = 18{,}25 \text{ V} ,$$

d'où le courant de base maximal de

$$i_{b0} = \frac{v_{L1}}{R_3} = \frac{18{,}25}{680} = 27 \text{ mA} .$$

On peut alors calculer C_3. Le courant de décharge du condensateur est tel que, en 2 ms, il passe de 27 mA à 5 mA, d'où

$$C_3 = \frac{-t_1}{2{,}3\ R_t \log\left(\frac{i_{b1}}{i_{b0}}\right)} = \frac{-2 \cdot 10^{-3}}{2{,}3 \times 680 \times \log\left(\frac{5}{27}\right)} = \frac{-2 \cdot 10^{-6}}{1{,}56\ (\log 5 - \log 27)}$$

$$\# 1{,}75\ \mu\text{F}.$$

Nous allons d'abord calculer v_{C3} pour pouvoir calculer R_4. On a

$$v_{C3} = v_{L1}\ (1 - e^{-t/R_t C_3}) = 18{,}25\ (1 - \frac{1}{2{,}3} \log e^{-1{,}68}) = 14 \text{ V} ,$$

d'où nous pouvons tirer

$$R_4 = \frac{1}{2{,}3} \cdot \frac{t_2 - t_1}{C_3 \log (v_p/v_{C3})} = \frac{1}{2{,}3} \times \frac{2{,}3 \cdot 10^{-3}}{1{,}75 \cdot 10^{-6} \times \log (2/14)} = 6800 \ \Omega ,$$

en choisissant une tension de polarisation v_p égale à 2 V. L'intervalle t_2-t_1 correspond ici à l'aller de la dent de scie, soit une fréquence propre de l'oscillateur de 40 Hz (23 + 2 = 25 ms). Notons que d'habitude on choisit un temps de retour plus faible que celui nécessaire : 1,5 ms, au lieu de 2 ms, cela pour être sûr que le spot est en attente lors du déclenchement et non sur le chemin du retour.

Il suffit maintenant de choisir la chaîne de division de tension pour la polarisation et prévoir les résistances de garde. Enfin, on placera en parallèle sur L_2 une diode chargée d'absorber une surtension éventuelle.

Le mode de synchronisation doit être choisi en fonction de l'amplitude de l'impulsion arrivant de l'étage précédent. Ici, l'amplitude des impulsions étant grande, un enroulement tertiaire a été prévu dont le rapport de transformation est égal à 1 (rapport entre L_1 et L_3). On pourrait, bien entendu, synchroniser l'oscillateur à l'aide d'impulsions appliquées directement à la base.

(*) Dans l'étude *SESCO*, l'auteur a choisi 560 Ω, probablement pour avoir un rapport de transformation plus faible.

4. — Les multivibrateurs

Les multivibrateurs sont plus spécialement des générateurs de tensions rectangulaires, mais étant donné qu'on peut aisément transformer les signaux rectangulaires en signaux en dents de scie, on les emploie assez souvent en télévision, car ils sont plus économiques que des oscillateurs bloqués.

La figure 24-22 représente le schéma d'un multivibrateur classique, du type Abraham-Bloch, qui constitue, en fait, un couplage de deux amplificateurs à gain $\gg 1$. La sortie de L_1 est connectée à l'entrée de L_2, ce qui est normal. La sortie de L_2 est reliée à la grille de L_1, ce qui introduit une réaction positive. Une augmentation du courant anodique de l'un ou l'autre tube se traduit, à cause de la diminution du potentiel d'anode, par une diminution du potentiel de grille de l'autre tube. Inversement, une diminution du courant d'anode d'un des tubes a pour effet d'augmenter le potentiel de grille de l'autre.

4-1. — *MULTIVIBRATEUR A TUBES ÉLECTRONIQUES*

Analyse du fonctionnement

Nous allons analyser, en premier lieu, le fonctionnement d'un multivibrateur à triodes (fig. 24-22). A l'application de la tension d'alimentation, deux courants d'anode i_{p1} et i_{p2} prennent naissance. Si les résistances de charge et les triodes elles-mêmes sont identiques, $i_{p1} = i_{p2}$ et $v_{p1} = v_{p2}$ (tension d'anode de L_1 et L_2). Une symétrie parfaite n'étant pas réalisable, il y a déséquilibre et l'un des courants devient prépondérant.

Supposons que i_{p1} augmente plus vite que i_{p2}. Il s'ensuit que v_{p1} diminue plus vite que v_{p2}. De ce fait, le potentiel de grille de L_2, nul à l'origine, devient légèrement négatif. Le courant i_{p2} est alors « freiné » et le potentiel d'anode de L_2 s'accroît. Cet accroissement est communiqué à la grille de L_1 par C_2. La grille de L_1, dont le potentiel était nul à l'origine, devient positive. On voit que les grilles sont commandées en « sens inverse », à cause du déséquilibre des courants d'anode, et les effets étant cumulatifs, les tubes sont amenés à saturation (L_1) ou bloqués (L_2). Cet effet est pratiquement instantané. Résumons la situation :

	L_1 saturation	L_2 bloqué
v_p	Minimal	v_0
v_g	$+ u_1$	$- u_2$
i_p	Maximal	Nul

Maintenant vont entrer en jeu les condensateurs. Au moment où L_2 est amené au blocage, C_2 commence à se charger (en fait, il avait déjà commencé, mais nous avons admis que le blocage était instantané). La charge de C_2 a pour effet d'accroître le potentiel d'anode de L_2, qui passe ainsi pratiquement de v_0 à E, où E est la valeur de la H.T. D'autre part, le potentiel de grille de L_1 devient nul. Dans la figure 24-22 les polarités de C_2 sont indiquées en fin de charge.

Dès que le potentiel de grille de L_1 devient nul, le potentiel d'anode de L_1 se stabilise à une tension v_2.

Parallèlement, C_1 se décharge à travers R_{g2} de sorte que la grille de L_2 devient de moins en moins négative. A un instant t_1, le potentiel de grille dépasse le point de « cut-off ». Un courant d'anode i_{p2} prend naissance et le phénomène cumulatif précédemment analysé se répète, de sorte que, très rapidement, le tube L_1 est bloqué tandis que L_2 est saturé.

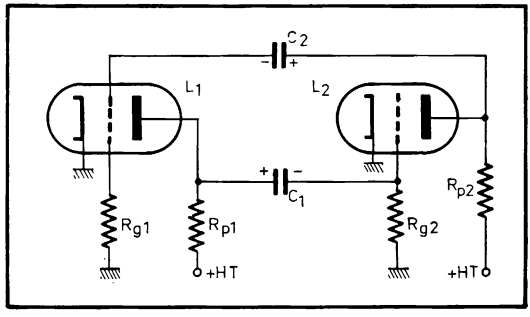


Fig. 24-22. — Schéma fondamental d'un multivibrateur à tubes caractérisé par la présence de C_2 reliant l'anode de la seconde triode à la grille de la première.

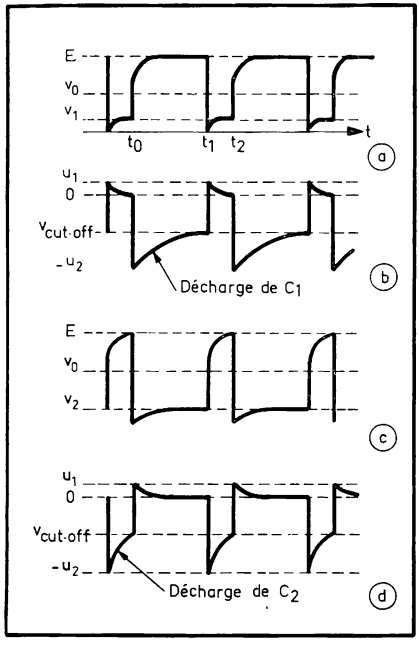


Fig. 24-23. — Formes d'onde relevées en divers points du multivibrateur de la figure précédente. On remarquera que l'on obtient des signaux rectangulaires que l'on peut transformer aisément en dents de scie. Nous verrons d'ailleurs, dans les chapitres suivants, que la forme des signaux de commande des tubes attaquant les déviateurs ne doit pas être nécessairement en dents de scie linéaires.

La figure 24-23 montre les oscillogrammes observés aux bornes des résistances de charge et des résistances de grille. En *a*, on trouve la variation de la tension aux bornes de la résistance de charge R_{p2}, et en *b*, celle aux bornes de R_{g2}; en *c* et *d* respectivement les variations aux bornes de R_{p1} et R_{g1}.

On voit que ces signaux présentent des lancées extrêmement brèves (les dessins ne sont pas à l'échelle), positives ou négatives selon le cas. La présence de ces lancées s'explique de la façon suivante. A l'instant t_1, par exemple, la triode L_1 se bloque. Son potentiel d'anode augmente brutalement de v_2 à v_0. Le condensateur C_2 transmet à la grille de L_2 la totalité de la variation de tension, qui est beaucoup plus grande que la tension existante

à cette même grille. Un courant de grille très bref prend naissance et le potentiel d'anode de L_1 suit cette même variation. La présence des autres lancées s'explique de la même façon.

Détermination des éléments

Le calcul d'un multivibrateur n'est pas très compliqué, et nous ne donnerons ici que des équations permettant d'en calculer un.

Partons du moment où le courant d'anode dans L_2 passe de zéro à sa valeur maximale i_{p2}. Aux bornes de la résistance de charge, on trouve une tension

$$v_{p2} = R_{p2} \cdot i_{p2} .$$

Le condensateur se charge à une tension $E - v_{p2}$ et la grille de L_1 est portée à un potentiel négatif $u_2 = v_{p2} - E$ (voir fig. 24-23*b*). On a

$$i_{p2} = \frac{E}{\rho + R_{p2}} \text{ et, par suite, } v_{p2} = \frac{R_{p2}}{\rho + R_{p2}} \cdot E ,$$

où ρ' est la résistance interne de la triode L_2. On peut donc trouver u_2, soit

$$u_2 = \frac{R_{p2}}{\rho + R_{p2}} \cdot E - E = - \frac{\rho}{\rho + R_{p2}} \cdot E .$$

Si $R_{p1} = R_{p2}$, il est évident qu'on trouvera les mêmes valeurs de u_2 en ce qui concerne le tube L_1. Si cette égalité n'est pas réalisée, on trouvera deux valeurs u_2 et u'_2, données par la relation ci-dessus et exprimées en fonction de R_{p2} pour L_2 et R_{p1} pour L_1. Le temps de décharge t des condensateurs est celui que met le potentiel de grille pour aller de u_2 à la tension de « cut-off » (que nous appellerons v_c). On l'obtient par la relation

$$v_c = - u_2 \, e^{- t/\theta}$$

dans laquelle θ est la constante de temps. Pour un multivibrateur, on trouve

$$\theta_2 = \left[R_{g1} + \frac{\rho R_{p2}}{\rho + R_{p2}} \right] C_2 \quad \text{et} \quad \theta_1 = \left[R_{g2} + \frac{\rho R_{p1}}{\rho + R_{p2}} \right] C_1 .$$

Si les circuits sont identiques, les constantes de temps le sont aussi, et les signaux ont une même durée. Si les deux circuits sont différents, les signaux fournis par le multivibrateur sont dissymétriques. On a alors

$$T_1 = \theta_1 \operatorname{Log} \frac{u_2}{v_c} \quad \text{et} \quad T_2 = \theta_2 \operatorname{Log} \frac{u'_2}{v_c} .$$

(les relations étant exprimées en logarithmes népériens).

La période T est égale à la durée de deux alternances consécutives, soit

$$T = T_1 + T_2 .$$

4-2. — *MULTIVIBRATEUR A TRANSISTORS*

Il existe une très grande variété de multivibrateurs, qu'ils soient à tubes ou à transistors. Nous en montrerons quelques variantes dans ce paragraphe en laissant le soin aux lecteurs de les transposer sous la forme « tubes ».

Dans la figure 24-24, nous avons justement effectué cette transposition pour l'oscillateur à tubes analysé précédemment. Le principe de fonctionnement est identique et nous le résumons brièvement. Supposons T_1 bloqué,

T_2 conducteur. A l'instant t_0, T_1 commence à conduire et son courant de collecteur augmente. C'est une *variation de tension positive* que l'on trouve entre le collecteur et la masse, car le potentiel de collecteur diminue, autrement dit devient moins négatif. Cette variation est transmise par C_1 à la base de T_2 qui, de ce fait, devient moins conducteur. Son potentiel de collecteur devient plus négatif et le basculement s'opère très rapidement. La tension $-e$ de la figure 24-24 est celle de polarisation de base. On peut remplacer cette source secondaire par un ensemble RC représenté en pointillé dans la figure, la masse en trait plein étant alors supprimée.

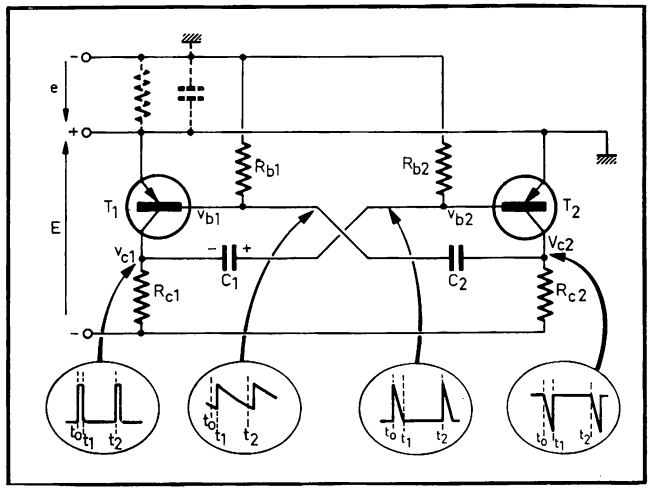


Fig. 24-24. — Schéma d'un multivibrateur à transistors avec quelques oscillogrammes caractéristiques. Les condensateurs C_1 et C_2 n'ont pas la même valeur.

Comme pour un multivibrateur à tubes, on peut démontrer que la durée de chaque alternance est fonction des constantes de temps θ_1 et θ_2 avec

$$\theta_1 = (R_{b1} + R_{c2})C_2 \quad \text{et} \quad \theta_2 = (R_{b2} + R_{c1})C_1 .$$

Comme on a toujours $R_b \gg R_c$ on peut simplifier et écrire

$$\theta_1 = R_{b1} \cdot C_2 \quad \text{et} \quad \theta_2 = R_{b2} \cdot C_1 .$$

La durée d'une période est alors exprimée par

$$T = (\theta_1 + \theta_2) \ \text{Log} \ \frac{E + e}{e} .$$

Multivibrateur à couplage par émetteurs

Cette variante du multivibrateur classique, variante représentée dans la figure 24-25, est très souvent employée, car un tel oscillateur offre l'avantage d'être pratiquement indépendant de la charge des collecteurs. Le condensateur C est chargé pendant la conduction de T_1 à travers R_{c2} et R_{c1}. La tension aux bornes de R_{c2} se rapproche peu à peu de la tension pour laquelle T_2 devient conducteur; la tension de base de T_2 est pratiquement fixée par le condensateur de découplage C_d. Lorsque T_2 commence à conduire, son potentiel de collecteur diminue et cette diminution est transmise à la base de T_1 en liaison directe. Aussitôt T_1 cesse de conduire et C se décharge dans T_2, de sorte que le potentiel d'émetteur revient au point de blocage, etc.

On trouve une autre variante dans laquelle le condensateur C est connecté entre la base et le collecteur, les émetteurs étant réunis et reliés au pôle positif (cas des *p-n-p*) par l'intermédiaire d'une résistance de faible valeur.

4-3. — *SYNCHRONISATION D'UN MULTIVIBRATEUR*

La synchronisation d'un multivibrateur est extrêmement simple à réaliser. Elle fait appel aux mêmes principes que celle d'un oscil' ıteur bloqué, à savoir : avancer l'instant de déclenchement propre du multivibrateur par une impulsion de polarité correcte appliquée sur l'une ou l'autre des électrodes de commande. Par exemple, si nous désirons synchroniser le multivibrateur de la figure 24-22, il suffirait d'appliquer l'impulsion sur la grille de L_2 un peu avant que C_1 ait eu le temps de porter L_2 au « cut-off ».

5. — Quelques autres générateurs de dents de scie

Il est difficile d'être complet dans le domaine des générateurs de dents de scie, tout en étant bref. Nous allons décrire sous ce titre « fourre-tout » quelques montages que l'on rencontre dans certains téléviseurs.

5-1. — *OSCILLATEUR A EFFET MILLER*

Le schéma de principe est celui de la figure 24-26. Cet oscillateur est, en fait, composé d'un intégrateur de Miller, que nous avons précédemment analysé dans ce même chapitre (*cf.* § 2-2-4), et il est suivi d'un commutateur dont T_2 constitue l'élément actif. En fait, T_2 est l'interrupteur que nous avions précédemment représenté dans la figure 24-13.

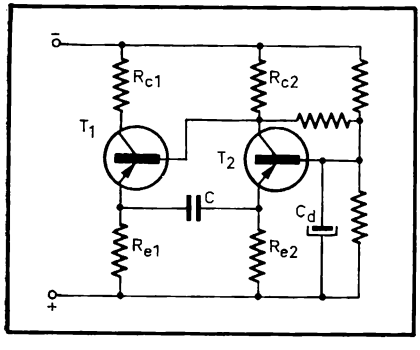


Fig. 24-25. — Variante très employée en télévision d'un multivibrateur. Ici, la réaction s'effectue sur les émetteurs grâce au condensateur qui les réunit.

Le fonctionnement du montage est assez long à analyser si l'on veut être rigoureux; nous allons essayer d'être succinct, mais suffisamment clair.

Partons de l'instant t_0 où le transistor T_2 est bloqué et le condensateur C_1 chargé selon les polarités indiquées dans la figure. Le transistor T_1 est conducteur, car sa base se trouve à un potentiel négatif par rapport à son émetteur. En effet, le potentiel positif de l'armature du condensateur reliée à la base est compensé par le potentiel négatif transmis par R_1. Un certain courant parcourt R_3 et R_2, tandis que C_1 commence à se décharger à travers R_1. En dépit de la décharge de C_1 qui devrait rendre plus négative la base, le potentiel de celle-ci reste relativement stable, car le potentiel du point A

devient de plus en plus positif du fait du courant de collecteur; il y a donc équilibre entre la diminution du potentiel provoquée par la décharge de C_1 et l'augmentation du potentiel du point A, de sorte que le potentiel de base reste à peu près constant. Le courant de collecteur de T_1 peut continuer de croître, puisque C_1 continue de se décharger.

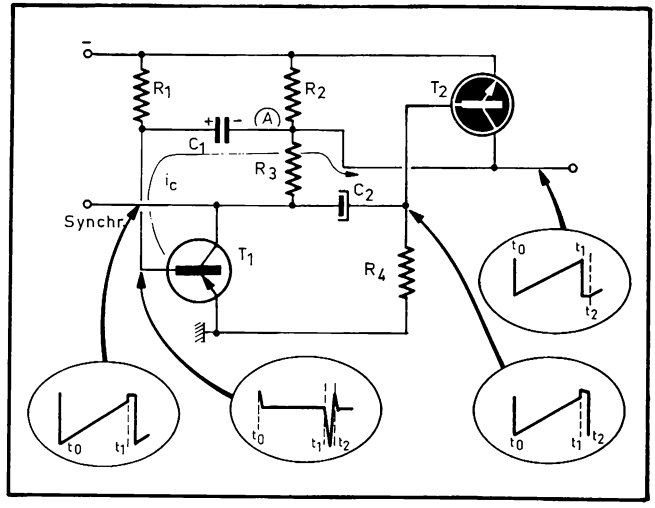


Fig. 24-26. — Oscillateur à effet Miller avec quelques oscillogrammes caractéristiques.

Le potentiel du point A augmente par conséquent, et cette variation positive est transmise, par C_2, à la base de T_2.

A l'instant t_1 où la base de T_2 est portée à un potentiel égal à celui existant à l'émetteur de T_2 — plus précisément un potentiel légèrement plus élevé — le transistor T_2 commence à conduire. Le condensateur C_1 se charge alors à travers l'espace émetteur-base de T_1 et l'espace émetteur-collecteur de T_2. Le transistor T_1 est donc saturé et son courant est limité par la faible résistance de charge R_3.

Le courant de charge de C_1 diminue assez rapidement (condensateur de valeur relativement faible) et à l'instant t_2 il ne peut plus maintenir T_1 à la saturation, de sorte que le courant de collecteur de ce transistor diminue.

Cela entraîne une diminution du potentiel de base de T_2 qui est rapidement bloqué, car, ce faisant, il coupe le circuit de charge de C_1, ce qui accélère la variation du potentiel de collecteur de T_1.

Précisons que l'ensemble R_4-C_2 doit avoir une grande constante de temps, de façon que C_2 ne se décharge pratiquement pas lors du fonctionnement des circuits.

La synchronisation s'effectue simplement en accélérant le passage de T_2 à l'état de conduction, l'impulsion en polarité positive arrivant sur la base de T_2 par l'intermédiaire de C_2.

5-2. — *OSCILLATEUR SINUSOIDAL*

Les oscillateurs sinusoïdaux sont de plus en plus souvent employés dans les bases de temps lignes des téléviseurs. Nous ne parlerons pas des principes de fonctionnement de ces montages que nous supposons connus des lecteurs, qui, d'ailleurs, pourraient s'étonner de ce qu'on utilise des générateurs sinusoïdaux pour produire des dents de scie.

En réalité (et nous anticiperons un peu ce faisant) on n'a pas besoin de dents de scie linéaires pour commander les tubes de puissance. Nous verrons que, dans la base de temps trame, la tension de commande doit avoir une forme parabolique au début du cycle, et que celle de l'étage de puissance lignes se rapproche assez d'un créneau. On sera donc obligé d'utiliser, dans tous les cas, des circuits de mise en forme entre les étages de relaxation et ceux de puissance. Dès lors on est assez libre dans le choix de la forme des signaux fournis par les relaxateurs. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur cette question dans les prochains chapitres. Disons simplement que l'oscillateur sinusoïdal a, par rapport aux autres, l'avantage de *la simplicité* (un seul transistor et une seule bobine puisque l'on emploie généralement un montage Colpitts). De ce fait, il est très économique.

CHAPITRE 25

LE TUBE-IMAGES : ORGANES DE DÉFLEXION ET CORRECTIONS

Avant d'entreprendre l'étude des bases de temps proprement dites, il est nécessaire de connaître la forme des courants à fournir aux bobines de déviation. En effet, nous verrons, dans ce chapitre, que les dents de scie à produire doivent avoir une forme particulière pour corriger certaines déformations que le tube-images introduit. D'autre part il faudra prévoir d'autres corrections qui seront obtenues soit à l'aide d'aimants permanents, soit, en TVC, à partir de courants auxiliaires.

Dans ce même chapitre, nous étudierons la technologie des bobines de déviation, qui participent, elles aussi, à certaines corrections. Leur comportement est très différent selon qu'elles font partie de la base de temps verticale ou horizontale. Les conclusions auxquelles nous aboutirons nous permettront alors de poursuivre l'analyse des circuits de réception.

1. — Le tube-images et les distorsions géométriques

Nous avons vu, aux chapitres 3 et 5, que les tubes-images sont des ensembles complexes que l'on peut diviser en trois grandes parties :

a. — *Canon électronique :* le canon électronique est chargé de fournir un courant d'électrons modulé suivant les variations du signal vidéo. Cette modulation est assurée par l'amplificateur vidéo, qui prend le nom d'amplificateur de luminance en TVC. Nous avons étudié, au chapitre 21, la façon dont s'effectuait cette commande et n'y reviendrons pas.

b. — *Dispositif de concentration :* la concentration est actuellement toujours du type électrostatique. Il suffit donc d'appliquer aux électrodes correspondantes des tensions continues suffisantes (quelques centaines à quelques milliers de volts), de préférence ajustables pour régler au mieux la concentration. Il n'y a là rien de difficile.

c. — *Dispositif de déviation :* tous les tubes-images actuellement utilisés étant à déviation magnétique, il est nécessaire de leur adjoindre des ensembles de déviation pour assurer le balayage. C'est principalement à ces ensembles qu'est consacrée la troisième partie de ce chapitre. L'étude complète en est malheureusement très ardue, de sorte que nous devrons nous contenter ici de généralités.

De nombreux autres paramètres électriques et mécaniques caractérisent les tubes-images. Un des plus importants est la tension de l'anode finale. Elle est d'une dizaine de milliers de volts pour un petit tube de 28 cm de diago-

nale et atteint 25 000 V pour un tube trichrome de 63 cm. Le débit est relativement faible, de 300 à 500 μA, de sorte qu'il n'y a pas de problème en ce qui concerne la puissance en télévision noir-blanc. Il en va autrement en télévision couleurs, car le débit est supérieur au milliampère (1,5 mA environ). Le générateur de très haute tension (on dit T.H.T.) doit alors fournir une puissance de plusieurs watts (une trentaine), ce qui soulève quelques difficultés. D'autre part, la T.H.T. doit être rigoureusement constante en TVC, comme nous le verrons ultérieurement.

Une autre caractéristique importante est l'*angle d'ouverture* du faisceau. Il est actuellement de 90° pour les tubes trichromes et de 110° ou 114° pour les tubes achromes. Il s'agit là de l'angle d'ouverture en diagonale. Pour les tubes trichromes, les angles d'ouvertures horizontale et verticale sont respectivement de 80 et 63°; pour les tubes achromes, de 100 et 82°.

Enfin, une autre caractéristique importante est le diamètre du col du tube. Il est de 20 mm pour un petit tube de 28 cm de diagonale et atteint 38 mm pour un tube trichrome à trois canons.

Toutes ces notions sont indispensables à connaître pour l'étude du dispositif de déviation. Mais avant d'entreprendre cette étude, nous allons analyser certaines distorsions produites par le tube-images lui-même, distorsions que nous essaierons d'atténuer grâce à l'ensemble de déviation d'une part, et, d'autre part, en modifiant la forme du courant de balayage.

Il existe maintenant des tubes trichromes 110° dont les caractéristiques de déviation et dont l'encombrement sont similaires à ceux des tubes 110° pour TV noir et blanc. Le diamètre du col fait encore l'objet de discussions suivant que les fabricants ont adopté le petit ou le gros col. Nous reviendrons sur ces questions à la fin de ce chapitre avec l'étude des tubes trichromes modernes.

Avant d'entreprendre l'étude du dispositif de déviation, nous allons analyser certaines distorsions produites par le tube-images lui-même, distorsions que nous essaierons d'atténuer grâce à l'ensemble de déviation d'une part, et, d'autre part, en modifiant la forme du courant de balayage.

En effet, à cause de la quasi-planéité de l'écran du tube-images, il se produit un certain nombre de distorsions géométriques. Si l'écran avait une forme sphérique, la plupart de celles-ci seraient éliminées, mais il est évident qu'une telle forme n'est pas souhaitable sur le plan esthétique, d'autant plus qu'elle entraîne elle-même des déformations optiques, comme le montre la figure 25-1*a*.

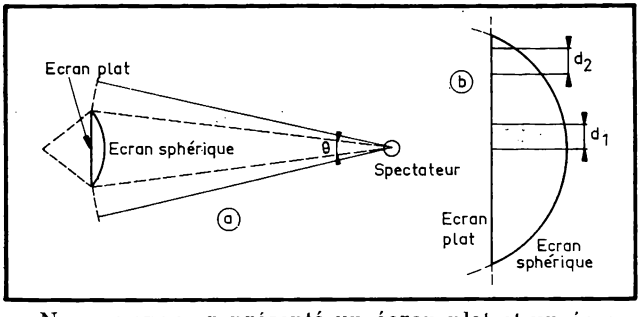


Fig. 25-1. — Un écran sphérique crée des déformations optiques.

Nous y avons représenté un écran plat et un écran sphérique. L'angle de vision θ du téléspectateur est d'autant plus faible que celui-ci est plus éloigné de l'écran. L'écran plat est assimilable à une corde sous-tendant l'arc de cercle θ, qui a pour rayon la distance entre un des sommets de l'écran et l'œil du téléspectateur. La corde et l'arc de cercle tendent à se confondre à mesure que le rayon augmente.

On peut montrer différemment le phénomène à l'aide de la figure 25-1*b*, où l'on assimile les rayons visuels à des parallèles. Alors que sur l'écran plat les distances d_1 et d_2 sont égales, sur la sphère les arcs sont inégaux. Il est finalement plus simple de corriger les erreurs dues à la surface plane de l'écran que les erreurs optiques, d'autant plus que nous n'avons pas tenu l'écran que les erreurs optiques, d'autant que ces dernières varient en fonction de l'angle sous lequel on observe l'écran sphérique.

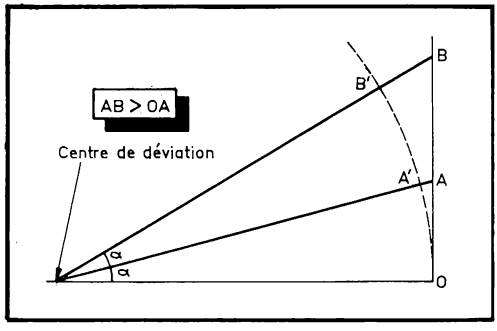


Fig. 25-2. — Sur un écran plat, pour un même angle de déviation, l'image est plus allongée sur les bords qu'au centre.

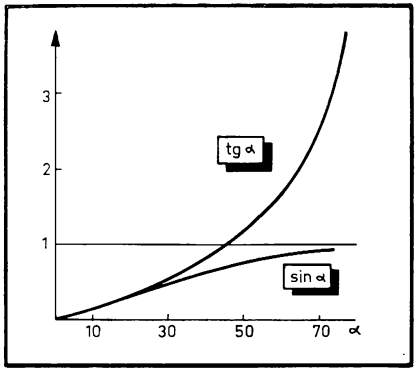


Fig. 25-3. — L'angle de déviation varie comme son sinus, alors les dimensions de l'image varient comme la tangente, ce qui explique les déformations constatées. Remarquons que pour les angles faibles la déformation est pratiquement imperceptible.

Précisons, avant de poursuivre cet exposé, que nous assimilerons l'écran d'un tube-images à un plan. En réalité, nous savons que tout écran possède un certain rayon de courbure, mais suffisamment faible pour que notre hypothèse reste justifiée.

1-1. — *DÉFAUT DE GÉOMÉTRIE ET CORRECTION EN S*

Le défaut de géométrie est dû au trajet plus long du faisceau électronique lorsque l'angle de déviation augmente. Sur la figure 25-2, on voit que pour deux angles de déviation identiques α les écarts entre les points d'impact du faisceau sur l'écran du tube sont différents. Il est évident que AB est plus grand que OA.

Si le champ varie linéairement, l'angle de déviation varie comme son sinus puisque

$$\sin \alpha = 0{,}3\, l \frac{H}{\sqrt{V_a}} \quad (cf.\ \text{chap. 3, § 4-2}).$$

Or les points d'impact sur un écran plat varient comme la tangente de l'angle α. Mais comme la tangente d'un angle varie beaucoup plus vite que son sinus, ainsi que le montrent les courbes de la figure 25-3, une image telle que celle de la figure 25-4*a* apparaît tassée au milieu et allongée sur les bords, comme le montre la figure 25-4*b*.

Pour corriger ce défaut de géométrie, on fera varier le courant dans la bobine, non comme une fonction linéaire du temps (dent de scie), mais comme une fonction assez complexe du temps. La variation du courant affecte la forme d'un S (fig. 25-4*c*), de sorte qu'elle est beaucoup plus rapide dans l'intervalle t_2-t_1, que dans l'intervalle t_3-t_2. C'est dire que le faisceau est plus fortement dévié pendant le premier intervalle que pendant le second. On retrouve ainsi la géométrie correcte de l'image.

1-2. — *DISTORSION EN COUSSIN*

Cette distorsion est également due à la planéité de l'écran. Elle apparaît comme conséquence de la simultanéité des balayages horizontal et vertical.

Supposons, dans un premier temps, que le faisceau ne balaie l'écran qu'horizontalement. Le faisceau oscille donc entre les points *a* et *b* de la figure 25-5, le demi-angle de déviation horizontal étant α. Le faisceau forme un plan horizontal intercepté par l'écran, c'est-à-dire par un plan vertical. Le résultat de l'intersection d'un plan par un autre est une droite, représentée par *ab* dans la figure.

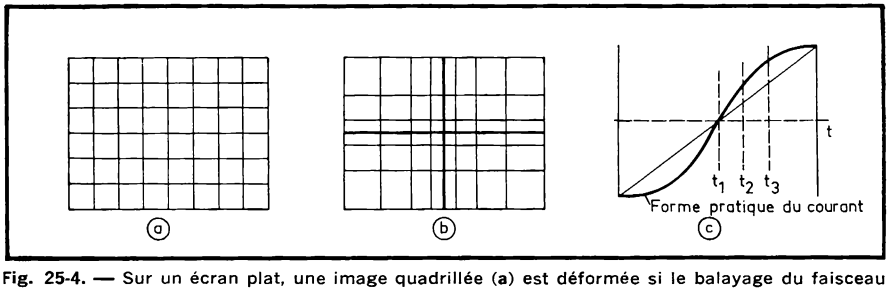


Fig. 25-4. — Sur un écran plat, une image quadrillée (**a**) est déformée si le balayage du faisceau est parfaitement linéaire (**b**). On retrouve l'image **a** en donnant une forme en S au courant de balayage (**c**).

Supposons maintenant que le faisceau soit dévié verticalement d'*un angle constant* φ et qu'il balaie l'écran horizontalement avec un angle 2 α′ égal à 2 α. Le faisceau dessine alors une portion de cône dont le sommet repose sur le centre de déviation (*). L'écran intercepte le cône parallèlement à son axe. Le faisceau balaie l'écran selon la courbe *a′cb′*, qui est une hyperbole, et non selon la droite *a′b′*, et l'image sur l'écran se trouve déformée comme le montre la figure 25-6. On a donné le nom de distorsion en coussin à ce type de défaut, à cause de la forme de l'image obtenue.

On peut corriger ce défaut en créant un champ magnétique non uniforme qui a l'allure représentée dans la figure 25-7. Ce champ a lui-même une forme en coussin, et *il augmente en allant vers les bords de l'écran.* Si on ne considère que le balayage vertical, par exemple, on voit que les électrons

(*) On peut d'ailleurs définir un cône comme étant le volume engendré par une droite pivotant autour d'un point fixe et formant un angle constant par rapport au plan dans lequel est contenu le point fixe.

seront plus fortement déviés sur les bords de l'écran qu'au centre. Il en va de même pour le balayage horizontal. Enfin, en diagonale, les forces de répulsion s'ajoutent vectoriellement, mais étant donné l'inclinaison des lignes de force, la force de répulsion est plus faible que si ces lignes étaient perpendiculaires. Cela apparaît dans le cartouche qui accompagne la figure 25-7. La géométrie est ainsi rétablie.

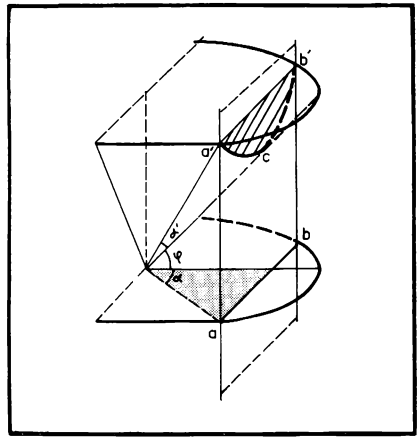


Fig. 25-5. — Un faisceau dévié par rapport au plan horizontal (ou vertical) engendre un cône intercepté par l'écran. Sur celui-ci, le faisceau trace donc une hyperbole.

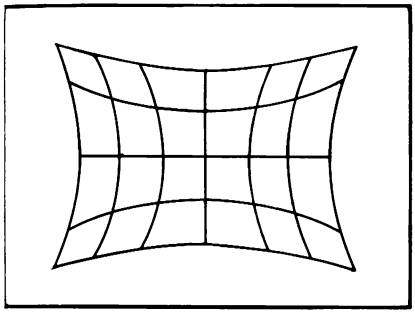


Fig. 25-6, ci-contre. — Une image quadrillée comme celle de la figure 25-4a est déformée par suite de la distorsion en coussin.

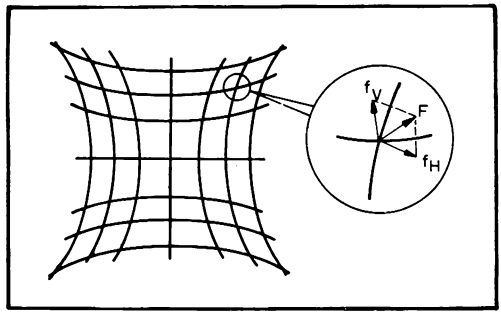


Fig. 25-7, ci-contre. — On peut corriger la distorsion en coussin en donnant au champ une forme particulière, telle que la force de déviation du faisceau diminue du centre vers les bords de l'image.

Malheureusement, la distorsion en S s'en trouve augmentée. En effet, pour *une même augmentation de courant,* la variation du champ est plus grande aux extrémités de l'écran qu'au centre. Par conséquent, la déviation est plus importante dans le premier cas que dans le second. Il faudra donc donner au courant de déviation une forme en S un peu plus prononcée.

Mais un champ qui a une allure en coussin trop prononcée entraîne certaines déformations du spot, de sorte qu'il faut se contenter d'un compromis. On admettra une certaine déformation de l'image que l'on corrigera à l'aide

d'aimants auxiliaires répartis autour du dispositif de déviation. Ces aimants permanents agissent de la façon indiquée dans la figure 25-8, et procurent une déviation supplémentaire du faisceau, rétablissant ainsi la forme correcte de l'image. Avec les tubes à grande ouverture, il faut utiliser quatre aimants, mais deux suffisent lorsque l'ouverture est relativement faible, car ces aimants agissent également sur les bords horizontaux de l'image, par étirement de celle-ci.

1-3. — *DÉFAUTS DE CENTRAGE*

Nous avions admis implicitement que, en l'absence de champ de déviation, le faisceau atteignait le centre de l'écran, en d'autres termes que l'écran était un plan perpendiculaire au trajet du faisceau au repos. Pour toutes sortes de raisons, cela n'est jamais vérifié en pratique. Les dispersions de caractéristiques du tube, celles du dispositif de déviation, les champs perturbateurs (champ magnétique terrestre pour les tubes couleurs, champ des transformateurs, etc.) décentrent le faisceau d'un angle plus ou moins appréciable.

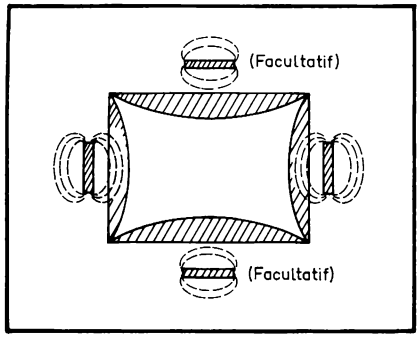


Fig. 25-8. — L'utilisation d'aimants permanents, disposés autour de l'ensemble de déviation, permet de corriger la distorsion en coussin.

De nombreuses déformations peuvent résulter du décentrage (on dit aussi décadrage), et la figure 25-9*a* en montre deux exemples.

L'impact du faisceau au repos n'étant pas centré sur l'écran, il en résulte une déformation en forme de trapèze plus ou moins régulier selon le décadrage. Si la correction de coussin et celle en S sont correctement effectuées, et si l'image est un quadrillage, cette déformation apparaît sur l'écran comme indiqué sur la figure de gauche (l'impact au repos est sur la médiane, mais au-dessus du centre de l'écran). A droite, les déformations sont très irrégulières du fait de la non-correction en coussin et du décentrage du faisceau (impact au repos situé au-dessous et à droite du centre de l'écran). Il faut noter que le décadrage produit des défauts de géométrie par tassement et étirement de l'image de part et d'autre du point d'impact au repos.

Si les origines d'un décadrage peuvent être variées, elles peuvent se trouver associées. Ainsi, le décadrage peut être dû non seulement à un léger déplacement du canon, mais, en plus, à un mauvais positionnement du dispositif de déviation et à un manque d'homogénéité du champ.

Quoi qu'il en soit, il importe de corriger le décadrage et, pour ce faire, on emploiera deux procédés.

On utilisera d'abord des aimants de centrage placés derrière l'ensemble de déviation. Ils ont pour rôle de rattraper les défauts propres au tube et de diriger le faisceau selon la normale issue du centre de l'écran. Il existe

plusieurs types d'aimants de centrage, dont deux sont représentés dans la figure 25-9*b*.

D'autre part, pour rattraper les défauts inhérents au dispositif de déviation, on prévoira un cadrage électrique. A cette fin, les bobines de déviation

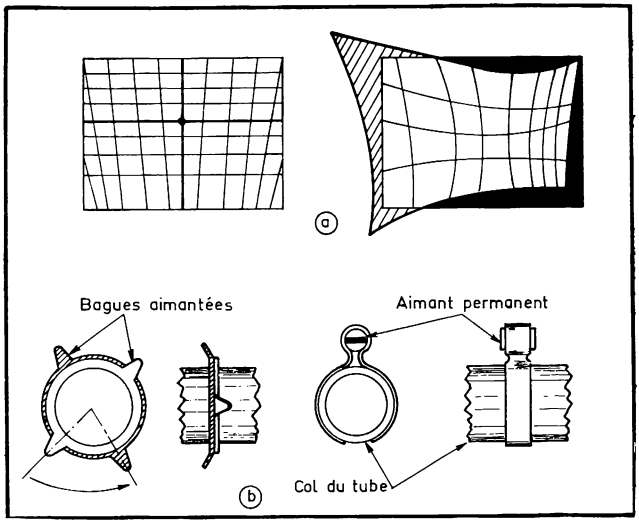


Fig. 25-9. — Si le faisceau ne tombe pas perpendiculairement sur le centre de l'écran plat, il en résulte une déformation en trapèze (**a**) que l'on peut corriger à l'aide de bagues aimantées (**b**). Les défauts de cadrage sont ici très exagérés.

seront parcourues par un courant d'intensité réglable. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point lors de l'étude des bases de temps.

1-4. — *DÉFORMATIONS DU SPOT DUES A LA DÉVIATION*

Jusqu'à présent nous avons supposé que le faisceau était infiniment mince, ce qui donnait lieu à un spot parfaitement ponctuel. En pratique, le faisceau d'électrons a toujours une certaine épaisseur, que l'on essaiera de rendre aussi faible que possible, en jouant sur les réglages de concentration.

Malheureusement, à cause de la section finie du faisceau, on se heurte à des déformations du spot, qui peuvent être de diverses origines :

a. — *Astigmatisme :* il est dû au champ de déviation qui exerce un effet de focalisation non constant sur le faisceau;

b. — *Aberration sphérique :* elle est due à la variation d'épaisseur du faisceau lors de la modulation de celui-ci;

c. — *Coma :* cette déformation se traduit par un spot ayant une allure de comète ou de virgule; elle apparaît lorsque le spot n'entre pas perpendiculairement dans le champ (cas des tubes trichromes, notamment).

L'étude de ces déformations est assez complexe. Nous ne donnerons ici que quelques notions physiques sur l'astigmatisme, qui représente la déformation la plus importante. Soit la figure 25-10 dans laquelle les droites D et D′ constituent les limites du champ de déviation uniforme dirigé selon les flèches. Les limites du champ devraient être représentées, en réalité, par deux plans contenant les droites D et D′ et parallèles à l'écran. Le faisceau qui entre dans le champ possède une certaine épaisseur et sa section est circulaire. Lorsque le champ est nul, le faisceau atteint le centre de l'écran, et forme un spot pratiquement ponctuel : le faisceau est alors un cône dont le sommet repose sur le centre de l'écran.

Nous ne nous occuperons, dans un premier temps, que des génératrices supérieure et inférieure, et nous allons voir, à l'aide de la figure 25-10*b* où le tube est représenté en coupe selon son plan vertical, qu'il se produit une divergence des génératrices. En effet, le faisceau entre dans le champ avec des angles différents ($\alpha > \beta$) ; le rayon de courbure dû au champ de déviation étant le même pour les deux génératrices, leur angle de déviation est différent. La convergence des génératrices se produit au point A, c'est-à-dire avant l'écran.

Considérons maintenant les génératrices latérales (fig. 25-10*c*). Le champ est orienté selon les flèches, et on voit le tube en coupe selon son plan horizontal. La déviation se produit verticalement, c'est-à-dire vers nous. Le point de convergence est en B et non plus sur l'écran, car il faut que OC soit égal à OB, puisque OC est la seule distance possible pour la convergence. Le point B ne correspond pas à A dans la plupart des cas; il peut être situé avant ou après A, selon l'intensité des champs en présence. Si nous conservons l'exemple de la figure, nous obtiendrons un spot elliptique dont le grand axe sera vertical. Nous avons représenté, dans la figure 25-11, un certain nombre de spots déformés. On voit que les lignes vont en s'épaississant du centre vers les bords de l'écran. L'effet est d'autant plus marqué que l'angle de déviation est plus grand, ce qui se conçoit aisément.

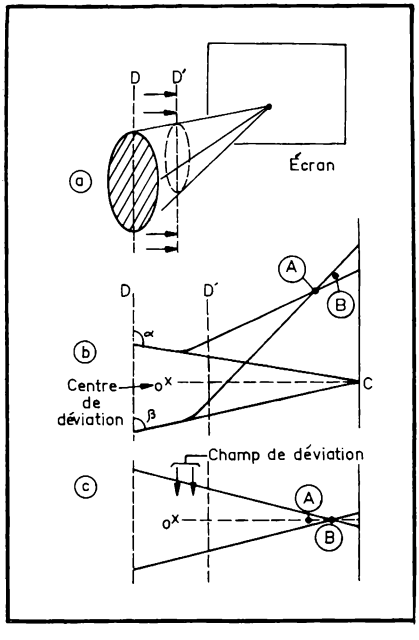
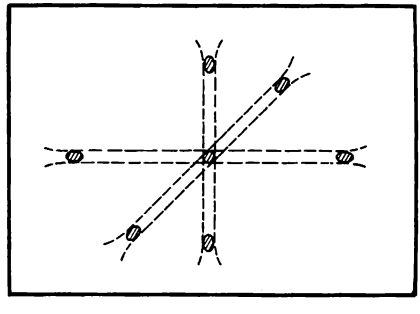


Fig. 25-10, ci-contre. — A cause de la section finie du faisceau et de la déviation, le spot n'est bien concentré qu'au centre de l'écran.

Fig. 25-11, ci-dessous. — Le spot a une forme elliptique sur les bords de l'écran, forme due à l'astigmatisme.



Il est possible de corriger l'astigmatisme de différentes façons : en jouant sur la forme du champ de concentration (on admet une certaine déformation du spot au centre de l'écran, de façon qu'il se produise un certain équilibre entre l'épaisseur des lignes) ou sur celle du champ de déviation. On peut montrer que l'astigmatisme est diminué si le champ affecte une forme intermédiaire entre celle en coussin et l'uniformité parfaite.

L'aberration sphérique fait plus partie du domaine des défauts de concentration que de celui de la déviation, mais celle-ci y joue néanmoins un rôle, et la figure 25-12 montre comment se produit ce défaut. Le faisceau A est

parfaitement concentré sur l'écran, alors que le faisceau B forme une tache ou, plus précisément, un point lumineux entouré d'un halo, la concentration en électrons étant plus forte au centre.

2. — Le tube à masque et ses distorsions

Tout comme les tubes achromes, les tubes à masque perforé introduisent un certain nombre de distorsions, et notamment celles en S, en coussin, les défauts d'astigmatisme, etc. Il s'en ajoute d'autres, malheureusement, de sorte

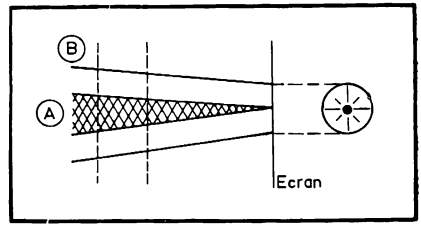


Fig. 25-12. — L'aberration sphérique se traduit par un point lumineux entouré d'un halo.

que les circuits de correction et de déviation d'un tube à masque sont généralement très compliqués. D'autre part, il faut se rappeler que le tube trichrome possède trois faisceaux qui doivent tomber très exactement en des points déterminés; toute erreur d'impact se traduit par des erreurs colorimétriques, ce qui ne se produit pas avec un tube noir-blanc. Avant d'analyser ces défauts, il convient de signaler deux particularités concernant l'alimentation des tubes trichromes et leur protection contre les champs magnétiques.

2-1. — *NÉCESSITÉ D'UNE T.H.T. RÉGULÉE*

On se souvient que l'angle de déviation est donné par la relation

$$\sin \alpha = 0{,}3 \frac{l H}{\sqrt{V_a}},$$

où V_a est la tension de l'anode finale. Notons au passage que cette tension est plus élevée que pour un tube noir-blanc (25 000 V au lieu de 18 000 V). Il est évident que si V_a varie, l'angle de déviation varie. L'effet reste néanmoins faible si la variation de V_a n'est pas très importante, et pour les tubes noir et blanc il est négligeable. Malheureusement, il en va autrement avec les tubes trichromes, car une déviation parasite d'un des trois faisceaux le fait tomber sur un luminophore qui ne lui correspond pas et détruit le réglage de pureté. Il faut donc que la T.H.T. reste parfaitement stable, de façon que la déviation soit directement proportionnelle à H. En conséquence, il sera nécessaire d'adjoindre au générateur de T.H.T. un dispositif efficace de régulation.

2-2. — *INFLUENCE DES CHAMPS MAGNÉTIQUES PARASITES*

Des champs magnétiques parasites peuvent agir sur les faisceaux à la façon du champ produit par les bobines de déviation. Il en résulte des erreurs colorimétriques inacceptables. Un tube trichrome doit, par conséquent, être

blindé pour être protégé contre ces champs, et en particulier, contre le champ magnétique terrestre, qui agit comme un champ parasite. D'autre part, on ne pourra plus utiliser d'aimants permanents pour la correction en coussin ou pour le cadrage, comme nous l'avons fait précédemment, car ils introduiront un autre champ parasite dans l'ensemble de déviation des faisceaux.

Enfin, il importe d'éliminer tout ce qui peut être aimantation rémanente, dès la mise sous tension du tube trichrome.

On prévoira donc un blindage efficace du tube qui atténuera au maximum les champs parasites uniformes ou variables (champ magnétique terrestre, fuites des différents transformateurs, que l'on s'efforcera de rendre aussi faibles que possible, etc.). En outre, on équipera le tube d'un dispositif de désaimantation automatique fonctionnant un court instant à la mise sous tension, de façon à éliminer les aimantations rémanentes éventuelles. Enfin, on évitera de déplacer le téléviseur après avoir effectué les réglages, ou d'en approcher un appareil développant un champ magnétique important (appareil électroménager, par exemple).

En télévision noir et blanc, les champs magnétiques parasites n'ont pas de graves influences, en ce sens que si le champ parasite est uniforme (champ magnétique terrestre, par exemple) il se produit un léger décadrage de l'image que l'on pourra aisément rattraper, et que, d'autre part, le point d'impact du faisceau n'est pas critique. Par contre, il faut éviter d'approcher le tube d'un champ magnétique variable, car l'image fluctuerait au rythme des variations du champ. Mais si celles-ci sont faibles, l'effet est encore négligeable. Le tube-images noir-blanc n'est jamais blindé, aussi on prendra soin d'éloigner du tube les transformateurs d'alimentation.

2-3. — *PURETÉ*

Nous admettrons ici que la T.H.T. est convenablement stabilisée et qu'il n'existe aucun champ magnétique parasite. Il peut, néanmoins, se produire de graves erreurs colorimétriques si le centre de déviation des faisceaux n'est pas exactement positionné ou si les origines des faisceaux ne sont pas correctes.

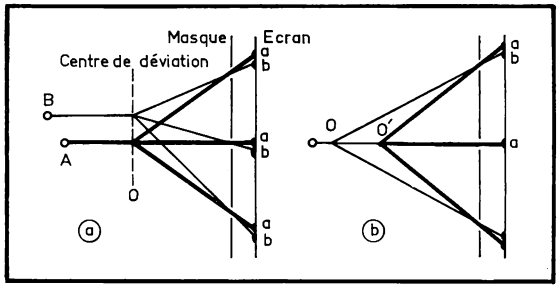


Fig. 25-13. — En ne considérant qu'un seul faisceau (par exemple le rouge), on constate que la couleur n'est pas uniformément reproduite sur l'écran si l'origine du faisceau est incorrecte (**a**) ou si le centre de déviation est mal positionné (**b**).

En effet, si nous examinons la figure 25-13*a*, nous voyons que seul le faisceau venant de A touche les luminophores *a* auxquels il correspond. Si nous déplaçons le faisceau en B, il atteint les luminophores *b* et la couleur n'est plus correctement reproduite.

Supposons maintenant que l'origine soit correcte, mais que le centre de déviation ait reculé (fig. 25-13*b*). Le faisceau atteint évidemment le luminophore *a* au centre de l'écran, mais en haut et en bas il atteint les luminophores *b*.

Il y a donc erreur colorimétrique dans les deux cas, et il faut l'éliminer : c'est le *réglage de pureté*.

On prévoit deux sortes de réglages, l'un corrigeant l'origine des faisceaux et l'autre positionnant le centre de déviation.

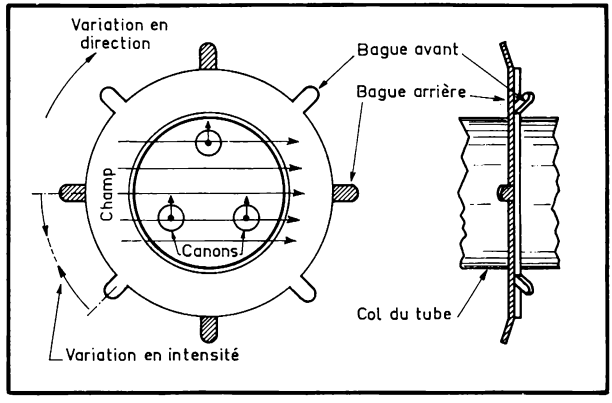


Fig. 25-14. — Bagues aimantées permettant de corriger l'origine des faisceaux pour le réglage de la pureté au centre de l'écran.

Le réglage de l'origine est réalisé à l'aide de deux bagues aimantées, accolées, pouvant tourner autour du col. Elles permettent d'obtenir un champ réglable en intensité et en direction, comme l'indique la figure 25-14. En faisant pivoter ces bagues séparément, on fait varier l'intensité du champ; en les faisant tourner simultanément, on fait varier la direction. On règle la pureté de la couleur *au centre de l'écran* grâce à ces bagues. En effet, on peut remarquer, à la figure 25-13, que les défauts d'origine affectent toute la surface de l'écran, y compris le centre, alors que les mauvais positionnements du centre de déviation affectent surtout les bords de l'écran. Il s'ensuit qu'on réglera d'abord la pureté au centre de l'écran, à l'aide des bagues, ce qui améliorera déjà la pureté globale. Nous noterons qu'il suffit de régler la pureté pour un seul faisceau, ce réglage agissant également sur les deux autres.

Pour effectuer ce réglage, on choisit le faisceau rouge, les autres étant coupés. Comme celui-ci a le plus mauvais rendement, le réglage est plus précis, puisque le courant correspondant doit être maximal pour avoir une bonne visibilité, et que le faisceau a un diamètre maximal. Si la pureté du rouge est respectée, elle l'est *a fortiori* pour les deux autres faisceaux car les canons sont positionnés, les uns par rapport aux autres, de façon très précise à la construction du tube.

Une fois la pureté convenablement réglée au centre de l'écran, il est nécessaire de la corriger sur les bords en déplaçant le centre de déviation, autrement dit en déplaçant, plus ou moins loin sur le col, les bobines de déviation. La pureté n'est correcte que lorsque l'écran est uniformément rouge, les faisceaux vert et bleu étant éteints.

2-4. — *DISTORSIONS GÉOMÉTRIQUES DE L'IMAGE*

Le tube trichrome fournit une image à partir de trois faisceaux électroniques. Les trois faisceaux étant liés — c'est-à-dire subissant les mêmes déviations — nous pouvons, dans un premier temps, ne tenir compte que de l'image. Nous arrivons alors aux mêmes conclusions qu'avec un tube achrome : du fait de la quasi-planéité de l'écran, il se produit des déformations en coussin et de géométrie, et il y a en outre des défauts de centrage. Il faudra, par conséquent, les corriger, mais on ne pourra pas utiliser d'aimants, puisque la pureté serait détruite.

Si maintenant nous considérons chacun des trois faisceaux pris séparément, nous cónstatons que chacun d'eux est décentré, par le principe même du tube trichrome. Il se produit, en conséquence, des déformations en trapèze et en coussin pour chacun des faisceaux, mais elles sont différentes pour chacun, de sorte que nous obtenons, en fait, trois images : une rouge, une verte et une bleue, comme le montre la figure 25-15. Il faut donc faire des corrections particulières pour chaque faisceau, de façon que les trois images soient identiques et parfaitement superposées. Ce sont des corrections dites de convergence, ainsi appelées puisqu'on fait converger les trois faisceaux sur les mêmes trous du masque.

Nous reviendrons sur ces corrections un peu plus loin et ne nous intéresserons ici qu'aux déformations de l'image proprement dite.

Les défauts de centrage de l'image seront corrigés électriquement par un courant d'intensité plus ou moins élevée traversant les bobines de déviation, méthode utilisée également avec les tubes achromes. Les défauts de géométrie seront éliminés en donnant au courant de déviation la forme en S dont nous avons déjà parlé. Reste à corriger la distorsion en coussin, contre laquelle nous ne pouvons pas utiliser d'aimants permanents. Il faut nécessairement jouer sur le courant de déviation.

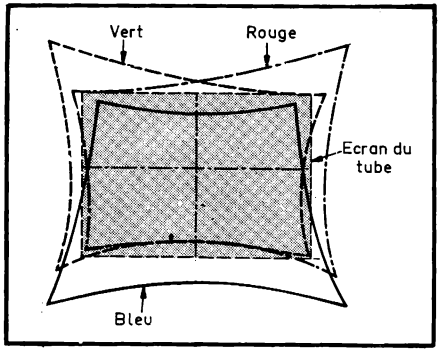


Fig. 25-15. — Par construction, les trois canons sont décentrés par rapport à la perpendiculaire au centre de l'écran. Cela se manifeste par des décadrages des trois images que l'on a fortement exagérés dans ce dessin.

De l'examen de la figure 25-6 on déduit qu'il faut augmenter le champ, et par conséquent le courant, vers la partie médiane des bords de l'image. Si l'on considère uniquement le balayage horizontal, on conçoit que le courant de balayage en dents de scie doive aller en croissant, puis en décroissant, comme le montre la figure 25-16*a*. La loi de variation de la courbe enveloppe doit être sensiblement parabolique et de période égale à celle d'une trame. Les lignes sont ainsi d'égale longueur (fig. 25-16*b*). Nous étudierons plus tard les circuits qui permettent d'obtenir cette variation des dents de scie.

Il reste à corriger les déformations des lignes horizontales, autrement dit la courbure des lignes. Il faut donc redresser les lignes du haut et aussi celles du bas, et cela proportionnellement à leur courbure. On va diviser la dent de scie de trames en intervalles correspondant, chacun, à une ligne, et incorporer, à ces portions de dent de scie, un courant de forme parabolique (fig. 25-17) et de sens convenable. Par exemple, si l'on considère la ligne AB primitivement déformée (en trait interrompu), le courant produit pendant cet intervalle AB tend à lui donner la forme de la courbe en trait fin. La résultante de ces deux antagonismes est la ligne AB en trait gras. Pendant l'intervalle suivant, la courbe est légèrement moins déformée, il suffit d'un courant de correction plus faible jusqu'à la ligne centrale qui est droite et qu'il est inutile de corriger. Le sens du courant de correction s'inverse ensuite puisque la courbure à corriger est de sens contraire.

Il sera donc nécessaire d'incorporer aux circuits de déviation des dispositifs de correction du coussin que nous étudierons plus loin.

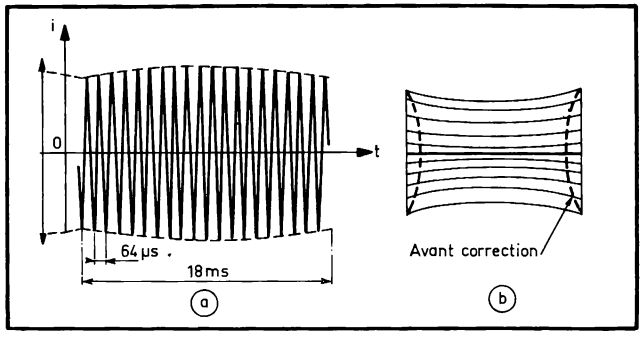


Fig. 25-16. — Afin de corriger la distorsion en coussin de l'image trichrome, le courant de déviation lignes va en augmentant du début au milieu de la trame puis en décroissant.

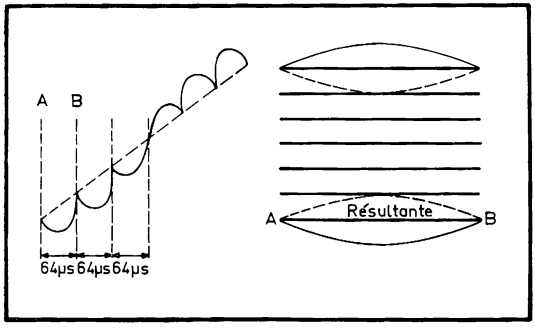


Fig. 25-17. — Le courant de déviation trame devra, lui aussi, avoir une forme particulière pour corriger la distorsion en coussin.

Nous supposerons maintenant que l'image est convenablement corrigée, et nous considérerons chaque faisceau pris séparément. Il se produit un certain nombre de déformations que nous allons étudier.

2-5. — *DÉFAUTS DE CONVERGENCE*

Nous avons admis jusqu'à présent que les faisceaux se croisaient très exactement au centre des trous du masque. En fait, il est impossible d'obtenir une précision mécanique suffisante pour qu'il en soit ainsi. Les canons ne sont pas exactement positionnés les uns par rapport aux autres et il faut imaginer un système électrique dont l'effet serait équivalent à un déplacement mécanique, de façon que les trois faisceaux convergent à chaque trou du masque. C'est le problème de la convergence qui peut se diviser en deux grandes parties.

Examinons la figure 25-18. On y voit un faisceau vert atteignant un luminophore vert et un faisceau rouge (en trait fin) atteignant un luminophore rouge. La pureté ayant été réglée préalablement, le canon rouge ne « voit » que des luminophores rouges par l'effet du masque; de même en ce qui concerne le vert, le canon ne « voit » que des luminophores verts. Mais le faisceau rouge (en trait fin) et le faisceau vert sont décalés l'un par rapport à l'autre, de sorte que, si on les dévie, on voit sur l'écran deux lignes distinctes, verte et rouge. Pour qu'il puisse y avoir intégration visuelle des deux couleurs, il faut que le faisceau rouge frappe le luminophore rouge du triplet marqué A. A cette fin, on dispose de deux moyens : soit dévier le

faisceau d'un angle α; soit « déplacer » artificiellement le canon, de façon que le trajet du faisceau devienne celui en trait gras.

Les deux méthodes sont utilisées, la première pour le réglage de la *convergence dynamique*, la seconde pour le réglage de la *convergence statique* dont nous allons nous occuper pour commencer.

2-5-1. — *Convergence statique*

Ce réglage a pour objectif de faire converger les faisceaux sur les trous du masque au *centre* de l'écran. Supposons d'abord les faisceaux immobiles. On voit, au centre de l'écran, trois spots : vert, rouge, bleu, bien distincts. Il s'agit de les faire converger de façon à avoir une tache blanche au centre de l'écran (fig. 25-19*a*). C'est ce qui se passe en pratique, à ceci près qu'on cherche à former un quadrillage blanc dans le milieu de l'écran au lieu d'une tache, au centre.

On obtient une figure (quadrillage) blanche, car les faisceaux sont beaucoup plus épais que les triplets et les trous du masque, de sorte que, lorsque les trois faisceaux convergent sur le masque, ils occupent en réalité plusieurs triplets et donnent une impression visuelle de blanc. Dans le cas théorique de faisceaux infiniment minces, il faudrait les amener sur les luminophores correspondants d'un même triplet de façon qu'ils se juxtaposent, et donnent, par intégration visuelle, l'impression d'un spot blanc.

Pour déplacer les faisceaux — c'est-à-dire déplacer artificiellement les canons — on peut utiliser un *champ magnétique permanent*, mais particulier pour chaque canon. En fait, c'est un réglage assimilable au cadrage que l'on effectue une fois pour toutes. Evidemment, ce champ doit être variable en intensité et en direction. En pratique, les variations du champ seront obtenues par déplacement des aimants, et les faisceaux seront déviés selon les flèches de la figure 25-19*b*.

Les faisceaux rouge et vert ne seront déplacés que dans une direction (à 120° l'un par rapport à l'autre), mais il est toujours possible de les superposer de façon à obtenir du jaune. Le troisième, le faisceau bleu, peut être déplacé dans deux directions (verticale et latérale) de façon à pouvoir l'amener en coïncidence avec les deux autres. On procède de cette manière plutôt que suivant l'indication de la figure 25-19*a*, afin de simplifier la réalisation du dispositif de correction. En effet, on aboutirait à un ensemble d'une plus grande complexité si l'on voulait agir dans toutes les directions pour chaque faisceau.

On a choisi le faisceau bleu pour le réglage de la convergence dite latérale, car son canon est situé au-dessus des deux autres et parce qu'il se trouve dans un plan normal au centre de l'écran; le réglage correspondant est plus simple à effectuer de ce fait.

2-5-2. — *Convergence dynamique*

Supposons que la convergence statique (c'est-à-dire dans le milieu de l'écran) soit correctement réglée. Il demeure, cependant, une divergence des faisceaux vers les bords de l'écran à cause de la quasi-planéité de ce dernier. En effet, les faisceaux convergent sur un arc de cercle de rayon *r*, égal à la distance entre le plan des centres de déflexion et le masque, puisque l'angle de déviation est le même pour chaque faisceau (fig. 25-20). Nous n'avons tenu compte ici que de deux faisceaux seulement, mais il est évident que la divergence se produit pour les trois faisceaux.

Si l'on balaie l'écran horizontalement avec le balayage vertical coupé, on fait apparaître, suivant la médiane horizontale de l'écran, trois lignes distinctes : R, V et B, se confondant au centre de l'écran puisque la convergence statique est supposée correcte. Nous allons voir comment se présentent ces lignes.

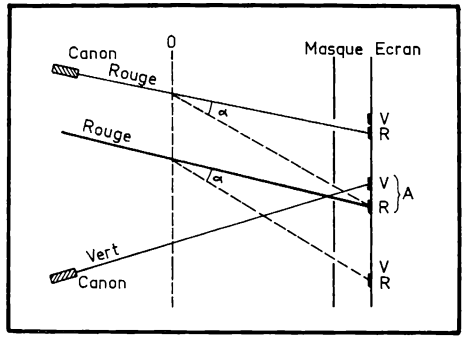


Fig. 25-18. — Les faisceaux vert et rouge (en trait fin) ne convergent pas sur le même triplet A. Il faut déplacer l'un des faisceaux (vert ou rouge) pour obtenir la convergence.

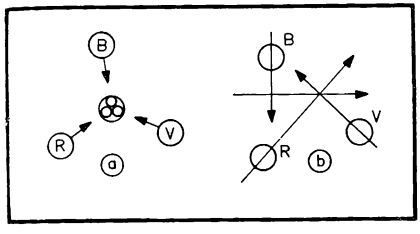


Fig. 25-19, ci-dessus. — « Déplacement » artificiel des trois canons pour obtenir la convergence (a). En **b** la méthode utilisée en pratique.

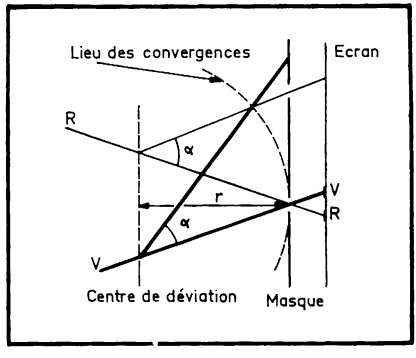


Fig. 25-20, ci-contre. — Lorsque les faisceaux sont déviés d'un même angle, il n'y a pas convergence sur les bords de l'écran.

Examinons la figure 25-21*a* où l'on voit le tube en coupe, suivant son plan vertical, avec le canon bleu au-dessus des canons vert et rouge. Pour obtenir la convergence au centre de l'écran, les faisceaux bleu et rouge forment un angle α avec l'horizontale. Lorsque le faisceau bleu effectue un balayage horizontal, tout se passe comme s'il engendrait une portion de cône, puisqu'il garde un point fixe et un angle constant. Or, nous savons que l'interception d'un cône et d'un plan est, dans ce cas, une hyperbole. La ligne bleue apparaissant sur l'écran a donc la forme indiquée en *b*. Le balayage des lignes verte et rouge aboutit au même phénomène (formation de lignes hyperboliques, mais inversées par rapport au bleu). Cependant, étant donné que les canons rouge et vert sont à une certaine distance l'un de l'autre, *les sommets des hyperboles ne correspondent pas.* D'autre part, comme les trois lignes se confondent vers le milieu de l'écran, il se produit un décalage des lignes rouge et verte, l'une passant au-dessus, puis au-dessous de l'autre. La figure 25-20 permet d'ailleurs de le comprendre. En effet, on voit que le faisceau vert diverge plus que le faisceau rouge en haut de la figure (le tube est vu en coupe horizontale), alors qu'il se produit le phénomène inverse en bas. Finalement, les lignes se présentent comme indiqué en *c* de la figure 25-21.

Le même raisonnement nous permettrait de constater que, verticalement,

les faisceaux rouge et vert produiront des lignes verticales en forme d'arc d'hyperbole et symétriques, puisque les canons sont symétriques par rapport à l'axe vertical du tube. Comme le canon bleu est dans le plan de symétrie, il donne naissance à une ligne verticale droite, mais de longueur différente, puisqu'il se trouve au-dessus des deux autres (fig. 25-21*d*).

Il faut donc ajouter des champs de sens convenable au champ de déviation, de façon que les trois lignes viennent en coïncidence tout au long du balayage. En pratique, on fera varier le champ des aimants permanents des convergences statiques au moyen de bobinages correctement alimentés. Tout se passera comme si l'on ajoutait ou retranchait au champ de déviation, un champ auxiliaire convenablement dosé.

Si nous ne tenons compte que des lignes horizontales, il faut que le courant de chaque ligne soit de forme parabolique pour compenser la distorsion. Cela veut dire que le champ auxiliaire devra être plus intense aux extrémités d'une ligne et nul au centre. Pour le faisceau bleu, la variation de la correction sera symétrique par rapport au centre; pour les faisceaux vert et rouge elle sera dissymétrique. D'autre part, le sens des paraboles sera inversé pour ces deux derniers faisceaux.

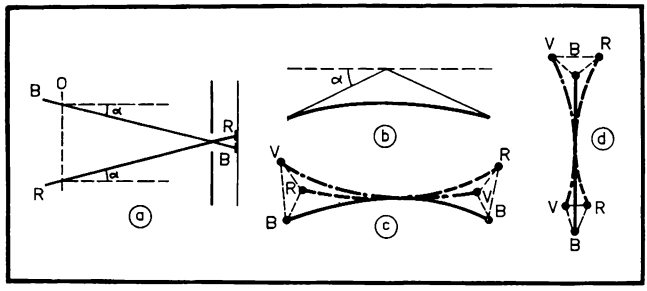


Fig. 25-21. — Les lignes horizontales et verticales divergent sur les bords de l'écran bien que la convergence au centre soit correcte.

En ce qui concerne la correction des lignes verticales, les faisceaux vert et rouge subiront *la même correction,* mais le faisceau bleu une correction inverse. On peut remarquer sur la figure 25-22 que les minimums de correction ne se produisent pas exactement au même instant à cause du décalage des canons. Les courbes des courants correcteurs doivent, par conséquent, être dissymétriques, résultat que l'on obtiendra aisément en superposant une dent de scie à une parabole parfaite (fig. 25-23).

Comme pour la convergence statique, un réglage de convergence dynamique est nécessaire. En effet, toujours par souci de simplification, les faisceaux vert et rouge ne peuvent être déplacés que radialement. Il faut, par conséquent, que le faisceau bleu puisse être déplacé dans deux directions : verticalement et latéralement.

On peut étudier le problème de la convergence dynamique sous un autre angle. Les trois faisceaux parviennent bien au centre de l'écran lorsque la convergence statique est correctement réglée. Mais tout se passe comme si les trois canons étaient alors décadrés.

En effet, pour avoir sur l'écran une image rectangulaire et géométriquement parfaite, il faut que l'écran représente un plan perpendiculaire pour le trajet du faisceau au repos. Lorsque celui-ci est dévié, il dessine une calotte sphérique rectangulaire tangente au plan de l'écran. La projection de cette calotte sur le plan est alors un rectangle (si la correction du coussin est effectuée), mais lorsque le plan est oblique par rapport au trajet du faisceau au repos, la projection de la calotte est un trapèze (toujours à condition que la correction du coussin soit effectuée). Avec un tube à masque, les faisceaux

atteignent le centre de l'écran sous un certain angle, ce qui revient à dire que le plan de l'écran n'est pas perpendiculaire aux faisceaux, de sorte que nous avons trois déformations en trapèze, une pour chaque canon. D'autre part, la correction de coussin est effectuée pour l'image dans son ensemble et non pour les faisceaux décadrés. Les trapèzes étant curvilignes, nous obtenons l'image représentée en figure 25-15, avec cette restriction que les faisceaux convergent au centre de l'écran. D'autre part, du fait du décadrage, il se produit des défauts de géométrie, avec tassement et étirement de l'image de part et d'autre de l'impact au repos.

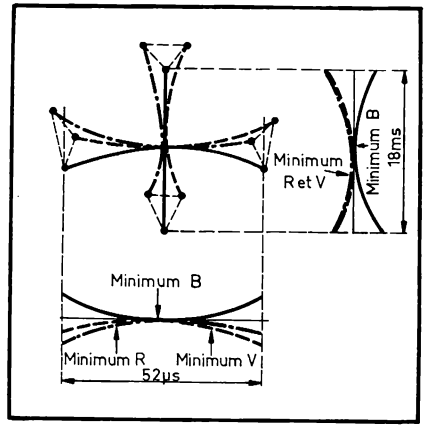


Fig. 25-22. — Pour corriger les divergences des trois faisceaux, il faut produire un balayage tel qu'il provoque une courbure des lignes, égale en amplitude mais de sens opposé, à la courbure due à l'écran plat.

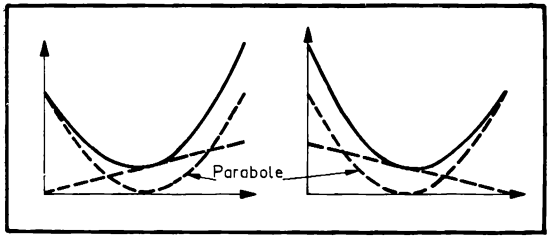


Fig. 25-23. — On corrigera les divergences des faisceaux en donnant au courant de balayage une forme correspondant à l'addition d'une dent de scie et d'une parabole.

Il s'ensuit que les courants de correction doivent être tels qu'ils corrigent ces défauts de géométrie, qu'ils assurent la convergence, enfin qu'ils rectifient la déformation en coussin particulière à chaque canon. C'est ce qui se produit avec les courants de la figure 25-22 : paraboliques pour rattraper les déformations en coussin; asymétriques pour assurer une bonne géométrie; de sens convenable pour obtenir la convergence.

Nous connaissons maintenant la forme des courants de commande, tant en ce qui concerne la déviation que les corrections. Nous allons analyser les circuits qui permettent d'obtenir ces courants, dans la quatrième partie de ce chapitre.

3. — Ensembles de déviation

Nous avons vu que les tubes-images provoquaient un certain nombre de déformations que l'on corrige de différentes façons : courant de balayage en S; adjonction d'aimants de cadrage au dispositif de déviation; adjonction

d'aimants de correction du coussin, déformation des champs de déviation pour conserver un diamètre régulier du spot, etc.

L'étude théorique d'un ensemble de déviation est très complexe, et on est obligé, en tout état de cause, d'admettre un certain nombre de simplifications, d'autant plus que les résultats théoriques ne correspondent pas toujours à la réalité. L'empirisme joue ici un grand rôle, et c'est pour cette raison que nous nous contenterons de donner quelques indications générales notamment sur la technologie des ensembles.

3-1. — *DIFFÉRENCES DE COMPORTEMENT ENTRE LES BOBINES LIGNES ET TRAMES*

Nous savons que le temps de retour du balayage est considérablement plus bref que celui de l'aller, aussi bien pour l'exploration verticale qu'horizontale. Pour fixer les idées, voyons quelles sont les valeurs réelles. La durée d'une trame est de 20 ms, dont 18 ms sont réservées à l'aller et 2 ms au retour. En pratique, il faut prendre un temps de retour un peu plus court que le temps théorique, de façon que le spot soit en attente lors de l'arrivée de l'impulsion de trame suivante. Un temps de retour plus long que celui de l'émission se traduirait par un repli de l'image assez considérable. Cette remarque s'applique également au balayage horizontal. En 625 lignes, la durée globale d'une ligne est de 64 μs (temps de retour : 12 μs; temps d'aller : 52 μs) et en 819 lignes cette durée est de 49 μs environ (temps de retour : 8 μs; temps d'aller : 41 μs). Nous allons voir que le temps de retour est une notion importante dans la conception d'un ensemble de déviation.

On conçoit intuitivement que le rendement sera d'autant meilleur que le nombre de tours des bobines sera plus grand, puisque le champ est directement proportionnel au nombre d'ampères-tours.

En d'autres termes, pour une même déviation, l'intensité à fournir est d'autant plus élevée que le nombre de tours est plus faible. Malheureusement, un grand nombre de tours signifie une inductance élevée et, par suite, une constante de temps importante, qui peut être incompatible avec les valeurs ci-dessus. D'autre part, la capacité répartie devient grande et l'ensemble risque d'entrer en oscillation. En résumé, le temps de retour devrait fixer la limite supérieure du nombre de tours des bobines.

Si l'on peut, en ce qui concerne le balayage vertical, concilier, dans une certaine mesure, le temps de retour, la constante de temps et le rendement, il en est tout autrement lorsqu'il s'agit du balayage horizontal. Dans le cas du balayage vertical, le temps de retour est de l'ordre de 1 ms, ce qui veut dire que la constante de temps est relativement élevée et que, par conséquent, l'inductance des bobines pourra être de l'ordre de quelques millihenrys pour une résistance de l'ordre de quelques ohms (rappelons que pour les bobines, la constante de temps est donnée par $\theta = L/R$).

Dans le cas du balayage horizontal, le temps de retour est de l'ordre de quelques microsecondes seulement, et les bobines devraient donc avoir une inductance de l'ordre de quelques microhenrys, c'est-à-dire un faible nombre de tours. Il faudrait, par conséquent, fournir une intensité très importante aux bobines pour créer le champ nécessaire. En pratique, cette intensité serait véritablement beaucoup trop élevée pour que l'on puisse songer à concevoir les bobines de déviation horizontale avec comme seul critère la constante de temps, et un compromis difficile doit être établi entre le rendement et la constante de temps. Cette dernière sera, dans tous les cas, plusieurs dizaines de fois plus grande que le temps de retour lignes, avec un ordre de grandeur de 500 μs environ.

Cela étant établi, comment se comportent les bobines de déviation au moment de l'aller du balayage? Dans le cas du balayage vertical, les bobines ont une constante de temps de l'ordre de la milliseconde, soit approximativement le vingtième du temps d'aller. *Les bobines trames se comportent donc au point de vue énergétique comme une résistance pure R.* On conçoit alors que le rendement sera d'autant meilleur que la résistance de ces bobines sera plus faible et, plus généralement, les meilleures bobines seront celles qui donneront le même angle de déviation (dans les mêmes conditions) avec le produit Ri^2 le plus faible, i étant le courant crête à crête en dents de scie. Ce produit peut donc être considéré comme le facteur de mérite des bobines de déviation verticale.

Dans le cas du balayage horizontal, les bobines ont une constante de temps élevée, même par rapport à la durée de l'aller. *Elles se comportent donc toujours comme une inductance pure L.* On démontre que ces bobines sont d'autant meilleures que le produit Li^2 est plus petit, pour une même déviation et dans les mêmes conditions. Ce produit caractérise le facteur de mérite des bobines de déviation horizontale.

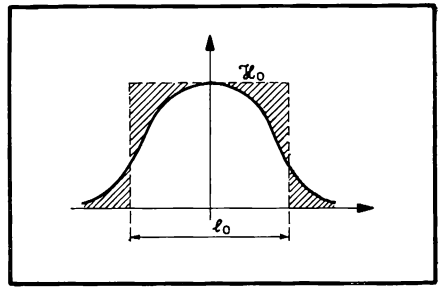


Fig. 25-24. — Le champ de déviation suit la courbe en cloche, représentée en gras, mais on peut considérer que le champ est concentré sur la distance l_0 telle que la surface du rectangle ainsi délimitée soit égale à celle de la courbe en cloche.

Les bobines se comportent donc différemment selon qu'elles sont destinées au balayage vertical ou horizontal. Et les problèmes énergétiques ne seront pas du tout les mêmes, comme nous allons le voir.

La variation du courant en dents de scie est donnée par la relation

$$i = I_{cc}\left(\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\right),$$

avec I_{cc}, amplitude crête à crête du courant. Nous ne tiendrons pas compte, dans cette évaluation, de la correction en S, qui n'a pas d'influence dans ces problèmes. L'énergie dissipée par les bobines trames est active et nous avons

$$W = \frac{1}{T}\int_0^T R\, i^2\, dt,$$

d'où l'on tire l'expression de la puissance dissipée :

$$P = \frac{R\, I_{cc}^2}{12}.$$

Cette puissance est assez faible. En effet, la résistance étant de l'ordre de quelques dizaines d'ohms (prenons 50 Ω) et le courant nécessaire de l'ordre de 0,5 A, on trouve P = 1 W, approximativement.

L'énergie dissipée dans les bobines lignes est réactive, et on démontre qu'elle est égale à

$$P = 3 \cdot 10^{-11} \cdot D_i \cdot V_a \cdot \alpha^3 \cdot f_H,$$

où D_i est le diamètre intérieur du tore de la bobine (en cm), V_a la T.H.T.

(en kV), α l'angle de déviation et f_H la fréquence lignes. Prenons un exemple numérique, avec $D_i = 4$ cm, $V_a = 18$ kV, $\alpha = 100°$ et $f_H = 15\,625$ Hz. On trouve $P = 34$ VA.

On voit que l'énergie réactive à fournir est très importante et beaucoup plus élevée que la puissance active à fournir aux bobines trames. Dans l'étude de l'ensemble de déviation, il faut, par conséquent, donner la priorité aux bobines lignes qui sont les plus délicates à mettre au point.

3-2. — *ÉNERGIE DE DÉVIATION NÉCESSAIRE*

Le champ produit par les bobines varie selon la courbe en cloche de la figure 25-24. Au centre, il est maximal et de valeur H_o, puis il décroît progressivement. Nous pouvons remplacer les bobines réelles par des bobines idéales qui produiraient un champ rectangulaire de hauteur H_o et de largeur l_o. La surface du rectangle doit être égale à la surface délimitée par la courbe et l'axe des abscisses.

On peut démontrer que l'énergie totale dans le champ magnétique est donnée par

$$W = \frac{H_o^2 \cdot V}{8\pi},$$

où V est le volume du cylindre délimité par l_o et la section du col. On se souvient, d'autre part, que l'angle de déviation est donné par

$$\sin \alpha = 0{,}3 \frac{H_o\, l_o}{\sqrt{V_a}},$$

et on peut exprimer l'énergie nécessaire en portant cette relation dans la précédente. On trouve :

$$W = \frac{r^2 \cdot \sin^2 \alpha \cdot V_a}{0{,}72\, l_o},$$

où r est le rayon du col. Dans cette relation, W est exprimé en ergs, r et l_o en centimètres et V_a en volts.

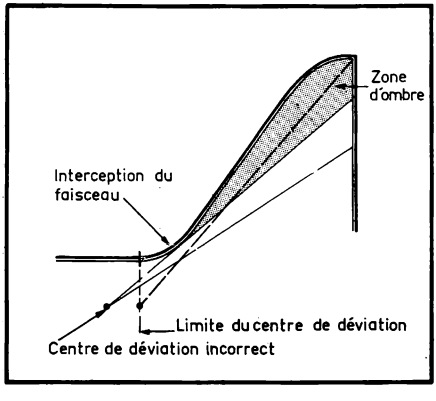


Fig. 25-25. — Si le centre de déviation est trop en arrière dans le col du tube, il se produit des zones d'ombre sur l'écran.

L'énergie à fournir pour déplacer le faisceau d'un angle α est proportionnelle au rayon du col et à la T.H.T.; elle est inversement proportionnelle à la longueur des bobines. En conséquence, il faudra fournir une énergie

d'autant plus grande que le col est plus gros ou la T.H.T. plus élevée, ces deux paramètres étant imposés par le tube-images. Remarquons, en passant, qu'un tube trichrome exigera plus de puissance qu'un tube noir et blanc, car bien qu'il ait un angle de déviation plus faible (90° au lieu de 110°) le diamètre du col et la T.H.T. sont plus grands (25 kV et 38 mm contre 18 kV et 28 mm).

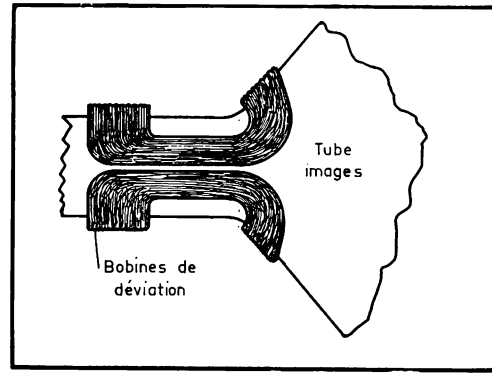


Fig. 25-26. — Bobines de déviation dites en selle épousant la forme évasée du cône du tube-images.

Le seul paramètre sur lequel nous pouvons jouer est représenté par l_o, c'est-à-dire par la longueur du champ, c'est-à-dire par celle des bobines. Or, nous sommes limités des deux côtés. En augmentant vers l'arrière la longueur des bobines, on recule le centre de déviation, et il se produit des zones d'ombres sur l'écran, à cause de l'interception du faisceau par les parois de l'ampoule (fig. 25-25). Le centre de déviation ne doit pas être en arrière de la ligne en trait interrompu. On pourrait alors penser à augmenter la longueur des bobines en leur faisant épouser la forme conique du tube (fig. 25-26). Mais l'espacement entre conducteurs étant accru, le champ diminue et on ne gagne pas grand-chose en ce qui concerne l'amélioration de la sensibilité. Nous verrons que des bobines évasées sont néanmoins utilisées, car elles améliorent la régularité de la concentration du faisceau.

La relation précédente, donnant l'énergie en fonction de l'angle de déviation, n'est pas tout à fait exacte en ce sens que nous avons admis un faisceau infiniment étroit et un champ limité à l'intérieur du col. En fait, nous verrons dans le prochain paragraphe que les bobines sont enveloppées par un anneau ferromagnétique et que l'énergie à fournir est alors fonction du diamètre de l'anneau. Il faudra donc donner à celui-ci un diamètre minimal, ce qui limite le volume des bobines et, par conséquent, leur nombre de tours. L'utilisation de matériau tel que le ferroxcube fait augmenter l'inductance des bobines, ce qui n'est pas toujours souhaitable si l'on considère le temps de retour, mais diminue l'énergie nécessaire, de sorte que le facteur de mérite se trouve finalement amélioré.

3-3. — *TECHNOLOGIE DES BOBINES DE DÉVIATION*

Il existe trois grands types de bobines, représentés dans la figure 25-27. Nous n'y avons fait figurer qu'une paire — les bobines lignes — par souci de simplification.

a. — *Bobines à air :* les bobines sont disposées de part et d'autre du col comme l'indique la figure, et elles en épousent la forme; il se produit un champ extérieur important qui diminue le rendement de l'ensemble.

b. — *Bobines à anneau ferromagnétique :* ce type de bobines découle du précédent, mais ici le champ extérieur est concentré par un anneau en ferroxcube; ce procédé augmente le rendement de l'ensemble, mais en même temps l'inductance de la bobine. C'est le procédé généralement employé pour les bobines lignes.

c. — *Bobines à tore ferromagnétique :* ici les bobines sont enroulées autour d'un tore ferromagnétique; une partie du champ est extérieure, ce qui réduit un peu le rendement. Ce type de bobines n'est guère utilisé que pour la déviation verticale.

Le classement ci-dessus se fonde sur la concentration du champ magnétique, mais nous pouvons diviser les ensembles de déviation en deux autres groupes :

1. — *Bobines en forme de selle :* les bobines épousent la forme évasée du tube-images. Cela augmente la longueur apparente des bobines et améliore quelque peu le rendement. Mais en fait, cette forme en selle est surtout adoptée pour la régularité de la concentration, le champ décroissant alors très progressivement et agissant à la façon d'une lentille de concentration « à pas variable ». C'est ce type de bobines que l'on emploiera pour la déviation horizontale et aussi, quelquefois, pour la déviation verticale. Il faut remarquer que les extrémités de ce type de bobines ne jouent pas le même rôle. Selon que l'on considère l'extrémité avant ou arrière, il faudra lui donner telle ou telle forme. Ainsi, l'extrémité avant compte beaucoup dans la géométrie de l'image et dans la régularité de la concentration du faisceau, tandis que l'extrémité arrière a un rôle assez réduit sur ces caractéristiques, mais a une grande influence sur le rendement.

2. *Bobines toroïdales :* ce sont en fait les bobines du type *c* ci-dessus qui sont enroulées sur un tore. La configuration de l'anneau ou du tore ainsi que la répartition des enroulements ont une grande importance sur la forme du champ. En jouant sur ces deux éléments on parvient à donner au champ une forme en tonneau, en coussin, ou à obtenir un champ pratiquement uniforme.

C'est ainsi qu'en répartissant les conducteurs suivant un arc plus ou moins grand, on peut obtenir différentes formes du champ (fig. 25-28*a*). D'autre part, on démontre que si la répartition des conducteurs s'effectue selon une loi cosinusoïdale, le champ à l'intérieur de l'anneau est parfaitement uniforme (fig. 25-28*b*). Comme il n'est guère possible d'obtenir une telle variation continue en pratique, on réalise plusieurs bobines avec, chacune, un nombre de tours donné, mais différent pour chaque bobine. Ces bobines sont ensuite imbriquées les unes dans les autres (fig. 25-29). On peut également constituer le bobinage par plusieurs couches de spires en nombres décroissants.

La réalisation d'un déviateur est délicate, car les bobines doivent être aussi parfaitement symétriques que possible, tant sur le plan électrique que mécanique. En effet, toute dissymétrie entraîne des déformations en trapèze de la même façon qu'un décentrage du faisceau. Les tolérances sont faibles, et comme la configuration des bobines est relativement « tourmentée », notamment pour les bobines en forme de selle, il faut une grande précision lors de la fabrication. Ces problèmes prennent encore plus d'importance avec les déviateurs pour tubes trichromes, pour lesquels on doit obtenir une précision mécanique et électrique particulièrement élevée.

Enfin, l'ensemble doit répondre à diverses conditions : tenue en température; isolement efficace entre bobines (nous verrons qu'il se produit des surtensions importantes lors du retour de ligne); rigidité, etc.

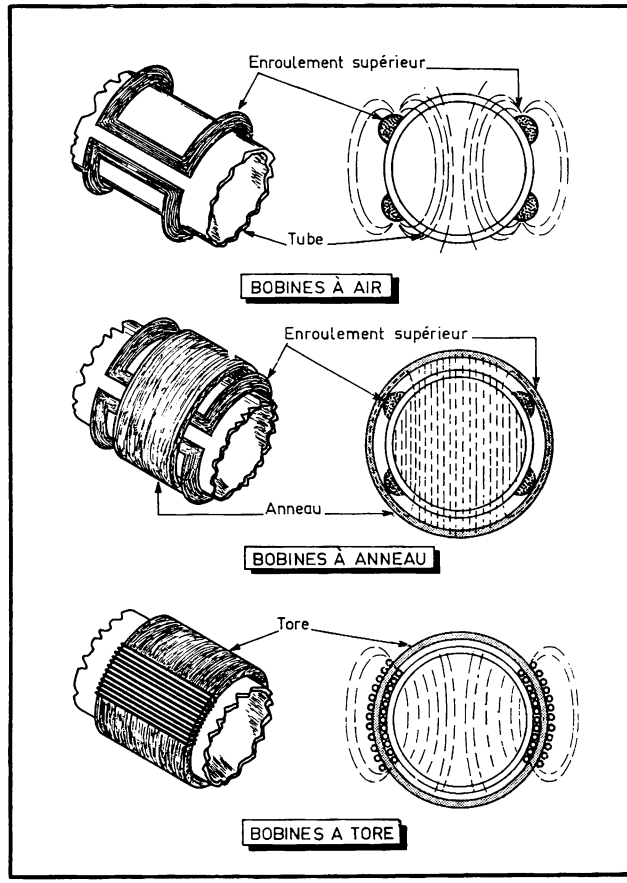


Fig. 25-27. — Les trois modèles possibles de bobine de déviation. Ici ne sont représentées que les bobines lignes (champ de déviation verticale).

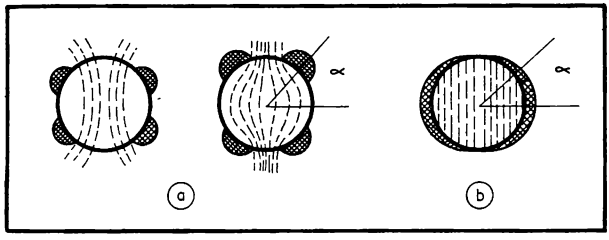


Fig. 25-28. — Suivant l'écartement α des bobines, le champ est réparti, différemment dans le col du tube (**a**). Une variation cosinusoïdale des enroulements permet une répartition uniforme du champ (**b**).

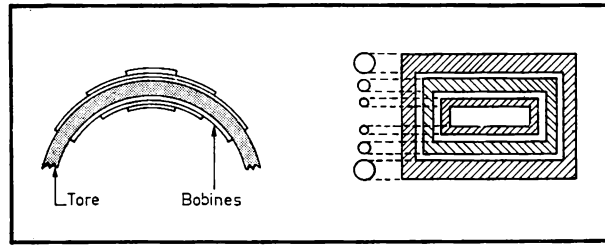


Fig. 25-29. — Réalisations pratiques de répartition cosinusoïdale.

3-4. — *RÉALISATION D'UN ENSEMBLE DE DÉVIATION*

Nous allons esquisser les grandes lignes de la réalisation pratique d'un déviateur, à partir d'un tore de ferrite, du type ferroxcube 3 C 2 par exemple, séparable en deux parties pour pouvoir effectuer commodément les bobinages. Les deux demi-anneaux sont garnis d'une toile huilée isolante et supportent les bobines verticales, qui sont ici du type toroïdal, à enroulement réparti. La figure 25-30*a* montre cette étape du travail. Le nombre de tours de fil est de l'ordre de 500 à 600 et la bobine est réalisée en plusieurs couches constituées par un nombre décroissant de spires.

Les bobines lignes sont en forme de selle et leur enroulement est également du type réparti. Le nombre de tours est compris entre 150 et 250. Pour les téléviseurs à tubes, ce nombre sera supérieur à 200, et pour les appareils transistorisés, inférieur à 200. La réalisation « mécanique » de ces bobines fait appel à un procédé particulier. Le fil est à l'origine enrobé d'une matière thermoplastique fondant à une température supérieure à 130°. La bobine est d'abord mise en forme sur un gabarit, après quoi on la fait traverser par un courant assez intense de façon que la matière thermoplastique fonde. Les spires sont alors maintenues collées après refroidissement et l'ensemble reste compact et rigide (fig. 25-30*b*).

Après cela les bobines lignes sont encastrées dans les demi-anneaux, avec interposition d'une collerette en matière plastique isolante (fig. 25-30*c*). Les demi-anneaux ainsi équipés sont ensuite réunis et serrés par un collier ou une carcasse (fig. 25-30*d* et *e*). L'ensemble doit être parfaitement rigide.

La carcasse supporte les aimants de correction du coussin, dont on peut faire varier l'orientation et la distance par rapport au tube. Dans la figure nous n'avons représenté que deux de ces aimants, mais il peut y en avoir quatre. Très souvent, l'ensemble supporte les bagues de cadrage à l'arrière, comme nous l'avons représenté dans la figure.

Dans le tableau ci-dessous nous donnons l'ordre de grandeur des caractéristiques électriques des déviateurs. Les bobines trames ont pratiquement les mêmes caractéristiques pour n'importe quel type de téléviseur : à tubes, transistorisé ou couleurs. Il en va autrement pour les caractéristiques des bobines lignes.

	Bobines trames	Bobines lignes	
		Tubes (NB ou couleurs)	Transistors
Inductance	80 à 100 mH	3 mH	100 μH
Résistance	40 à 50 Ω	1 à 3 Ω	0,2 Ω

4. — Les dispositifs de correction pour tube trichrome

Les défauts de géométrie introduits par un tube trichrome ne peuvent être corrigés que par l'intermédiaire du dispositif de déviation. Le déviateur reste, dans son principe, identique à celui utilisé en noir et blanc, mais il faut lui adjoindre un certain nombre de circuits qui assurent les corrections

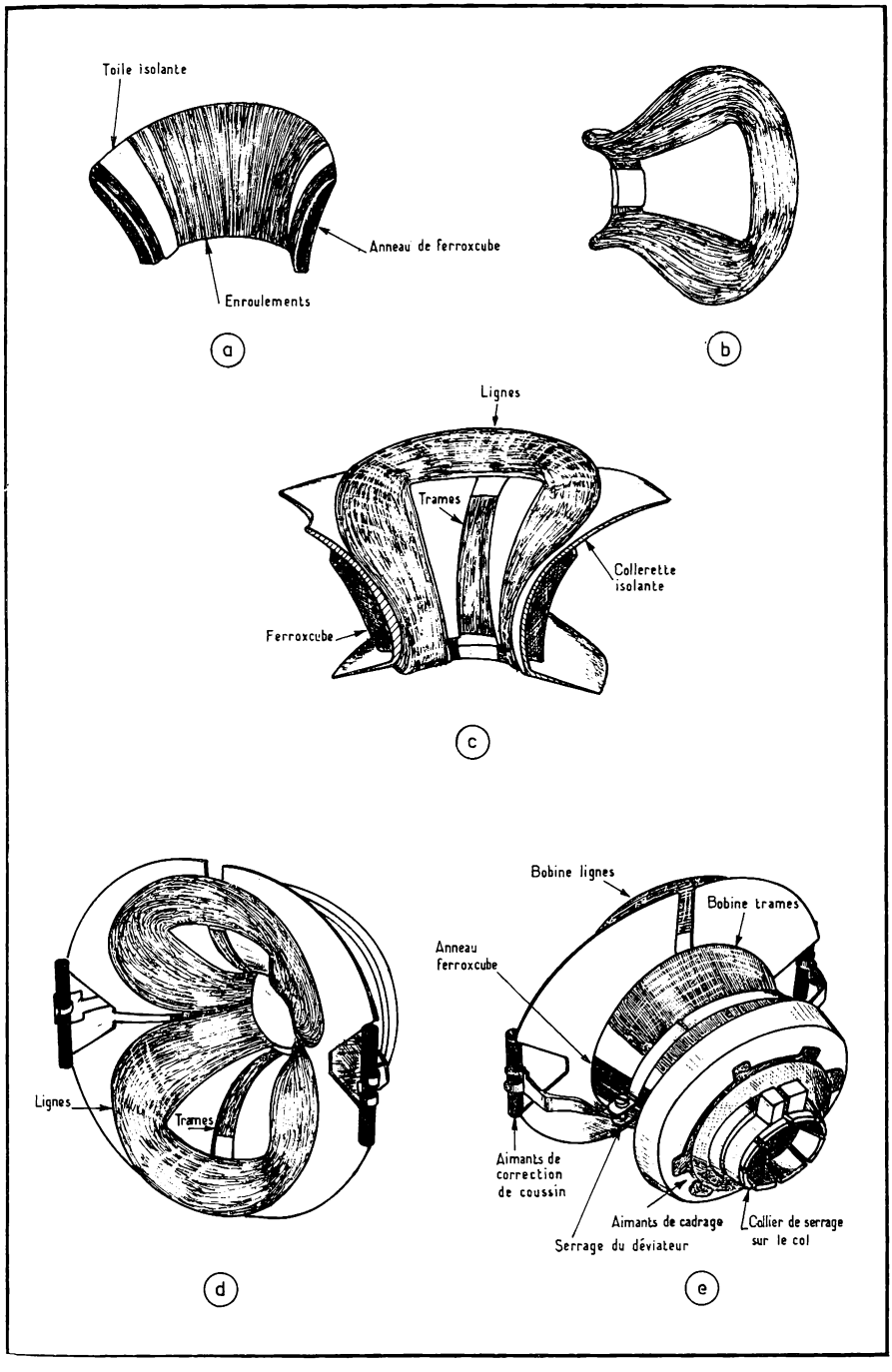


Fig. 25-30. — Les différentes étapes de la fabrication d'un ensemble de déviation.

du coussin et de convergence. La correction en S sera obtenue, comme en noir et blanc, par déformation des courants de balayage.

4-1. — *TRANSDUCTEUR POUR CORRECTION DE COUSSIN*

Le problème de la correction du coussin a été élégamment résolu grâce à l'utilisation d'un noyau de ferrite fonctionnant en régime saturé. On sait que l'inductance d'une bobine est fonction de la saturation de son noyau magnétique. Si celui-ci est très saturé, l'inductance de la bobine devient faible; dans le cas contraire, elle augmente. En conséquence, si cette bobine est traversée par un courant sinusoïdal ou périodique, ce courant va varier au rythme des variations de l'inductance : pour une inductance faible, le courant sera élevé, et réciproquement. C'est sur ce phénomène qu'est fondé le principe du transducteur.

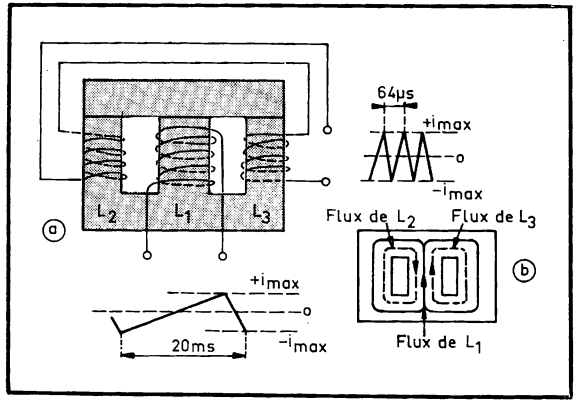


Fig. 25-31. — Principe de réalisation d'un transducteur pour correction de coussin.

Celui-ci est réalisé suivant le dessin de la figure 25-31. La bobine L_1 est parcourue par le courant de déviation trames. Les dimensions du circuit magnétique sont telles que pour les maximums positif ou négatif du courant, le circuit magnétique est saturé. Les bobines L_2 et L_3 auront donc une inductance variant au rythme de la fréquence trames (plus précisément au double). *Elles auront un maximum d'inductance lorsque le courant de trames sera nul;* elles auront un minimum d'inductance au début et à la fin de la dent de scie et des valeurs intermédiaires pour des valeurs intermédiaires du courant. Si nous connectons L_2 et L_3 en parallèle sur le déviateur lignes, une partie du courant de déviation va traverser L_2 et L_3. Autrement dit, L_2 et L_3 soustraient une partie plus ou moins importante du courant au déviateur. Lorsque L_2 et L_3 présentent une inductance minimale (début et fin de la dent de scie), le courant qui les traverse est maximal, et les deux bobines soustraient une partie importante du courant de déviation. Lorsque l'inductance de L_2 et L_3 est maximale (point milieu de la dent de scie), les deux bobines soustraient un minimum de courant au déviateur.

Le courant dans le déviateur est donc relativement faible au début, puis augmente et atteint un maximum; ensuite il diminue et redevient faible à la fin de la dent de scie. On obtient, par conséquent, la variation désirée (*cf.* fig. 25-16*a*), à condition que la courbe de saturation du ferrite utilisé soit convenable (noyau de ferroxcube type 3 C 6, par exemple). La correction

horizontale étant obtenue, reste la correction verticale. C'est le même transducteur qui la réalise.

En effet, nous voyons dans la figure 25-31*a* que les enroulements L_2 et L_3 sont tels que leurs flux s'annulent lorsque la bobine L_1 n'est traversée par aucun courant, ce qui veut dire qu'à ce moment L_2 et L_3 n'ont pas d'action sur L_1. Mais lorsque L_1 est parcourue par un courant, elle crée elle-même un flux qui s'ajoute à l'un des deux flux de L_2 ou L_3 et se retranche de l'autre (fig. 25-31*b*). Il se produit un déséquilibre et une tension induite apparaît aux bornes de L_1. Elle provoque un courant qui s'ajoute à celui traversant L_1, ou, au contraire, s'en retranche, suivant le sens du déséquilibre et le sens du courant traversant la bobine.

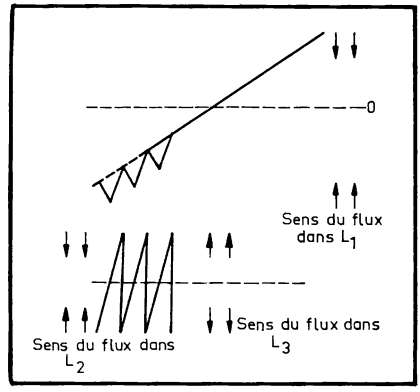


Fig. 25-32. — Le courant de déviation de trame est découpé, ligne par ligne, de façon à corriger les erreurs de coussin. Suivant le sens des flux dans L_1, L_2 ou L_3 un courant auxiliaire est ajouté ou retranché au courant principal de déviation trame. Le courant auxiliaire diminue progressivement, est nul au milieu de la trame, puis s'inverse.

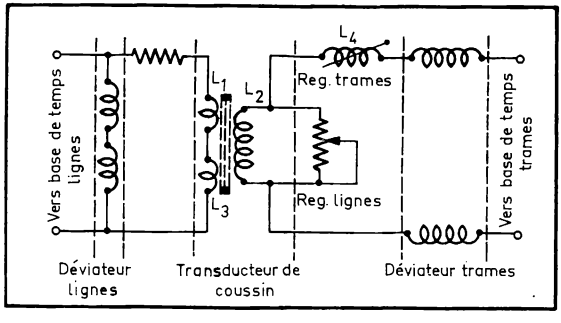


Fig. 25-33. — Montage du transducteur de coussin avec l'ensemble de déviation. (Il faut intervertir les notations L_1 et L_2, L_2 étant en série avec L_3 et L_1 en série avec les bobines de déviation trames).

Voyons comment se produit le phénomène à l'aide de la figure 25-32. Le sens des flux y est indiqué par des flèches. Pour L_1, il est dirigé vers le haut pour les valeurs négatives de la dent de scie, puis vers le bas pour les valeurs positives. Le courant en dent de scie lignes provoque deux flux dirigés en sens inverse qui s'annulent dans la jambe centrale du transducteur. Mais les jambes extérieures sont saturées différemment à cause du flux dû à L_1. Pendant les parties négatives des courants de balayage trames et lignes, les flux dus à L_1 et L_2, par exemple, sont de même sens et ceux dus à L_1 et L_3 de sens contraire. Ce déséquilibre provoque un courant dans L_1 se retranchant du courant de déviation. Lorsque le courant s'inverse dans L_1, le sens du déséquilibre est inversé, de sorte que le courant induit s'ajoute à celui de déviation trames.

Mais nous n'obtenons pas exactement la forme de tension désirée, puisque la variation du courant induit dans L_1 se fait en dent de scie. En connectant en série avec L_1 une bobine telle que l'ensemble soit accordé sur la fréquence lignes, nous obtiendrons une variation sinusoïdale (l'ensemble se comportant

à la façon d'un filtre) qui s'approche suffisamment de la forme de courant souhaitée. Cette bobine sera ajustable pour pouvoir modifier la forme du courant induit. D'autre part, on mettra en parallèle sur L_1 un potentiomètre qui servira à doser l'intensité du courant en dents de scie dans L_1. On aboutit ainsi au schéma pratique de la figure 25-33.

Conformément à ce que nous avons dit plus haut, L_2 et L_3 sont en parallèle sur le déviateur lignes, tandis que L_1, avec son potentiomètre en parallèle, est en série avec le déviateur trames. Le potentiomètre sert à la correction du coussin sur les côtés de l'image par variation de la saturation du noyau, tandis que la bobine L_4 sert à la même correction sur les bords horizontaux, par variation de la forme du courant induit.

4-2. — *DISPOSITIF POUR LA CORRECTION DES CONVERGENCES*

Il existe deux types de réglage des convergences : l'un statique, l'autre dynamique. Nous nous occuperons en premier lieu de la convergence statique.

Convergence statique

On se souvient que les faisceaux rouge et vert doivent être réglables radialement, et le faisceau bleu verticalement (on dit aussi radialement) et latéralement.

On utilisera trois aimants permanents pour les corrections verticales (un par canon), et un quatrième qui ne sera employé que pour le faisceau bleu. Voyons d'abord l'effet des trois aimants qui sont placés autour du col, comme l'indique la figure 25-34. Les aimants peuvent tourner autour de leurs axes, de sorte que le champ à l'intérieur de chaque canon est variable en intensité. Si l'on fait tourner un aimant de 180°, le champ à l'intérieur du canon correspondant est inversé, de sorte que le faisceau peut être déplacé vers le centre du col ou vers la périphérie du tube. Chaque champ est particulier à chaque canon, puisqu'il y a une séparation magnétique à l'intérieur du col.

La correction latérale pour le faisceau bleu peut s'effectuer elle aussi à l'aide d'un aimant permanent, grâce à l'un ou l'autre des dispositifs de la figure 25-35. Le procédé en *a* n'est applicable que si le canon bleu est magnétiquement isolé des deux autres, ce qui n'est pas toujours le cas. Le principe est simple : en faisant tourner l'aimant, on fait varier l'intensité du champ à l'intérieur du canon, et pour une rotation de 180° le sens du champ se trouve inversé. En *b*, où le canon bleu n'est pas magnétiquement isolé des deux autres, on s'est arrangé pour que le déplacement du faisceau bleu soit inverse du déplacement des faisceaux vert et rouge. Les aimants de réglage sont solidaires d'un axe, dont la rotation de 180° entraîne ici aussi une inversion du sens des champs.

Une autre solution peut être adoptée, qui paraît, au premier abord, plus élégante et plus pratique : faire appel à une « polarisation » magnétique des bobines de convergence dynamique à l'aide d'un courant continu réglable. Nous allons voir un peu plus loin que pour réaliser la convergence dynamique nous utiliserons des bobines parcourues par un courant de forme particulière. Si nous superposons à ce courant variable un courant continu stable, tout se passera comme si nous avions ajouté, aux bobines, un aimant permanent. Le champ magnétique produit par le courant continu sera réglable en jouant sur l'intensité fournie. Mais on voit la difficulté : il faut que la source soit parfaitement stable, tandis que l'avantage réside dans le fait que l'on pourra disposer les boutons de réglage sur la face avant du téléviseur, ce qui

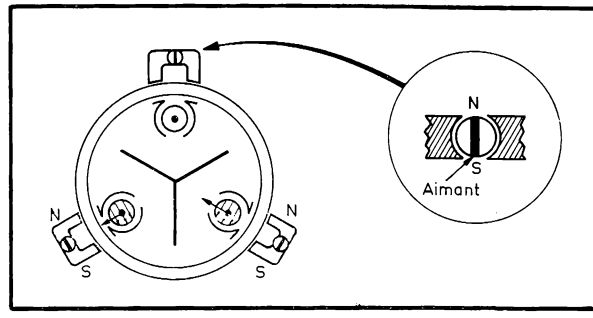


Fig. 25-34. — Aimants de correction pour la convergence statique, déplaçant les faisceaux suivant trois axes à 120° l'un de l'autre (correction radiale).

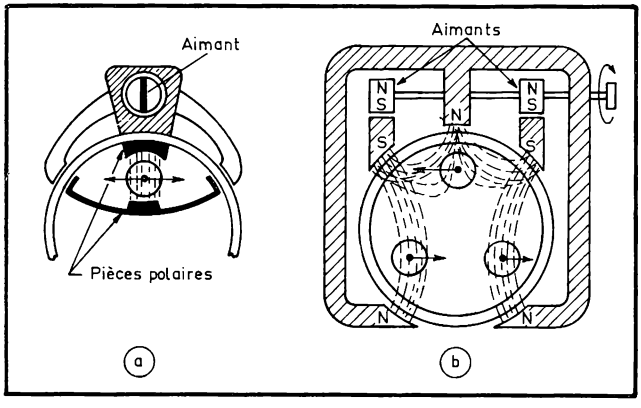


Fig. 25-35. — Aimant de correction pour la convergence latérale du bleu. Le faisceau bleu est déplacé horizontalement par rapport aux deux autres.

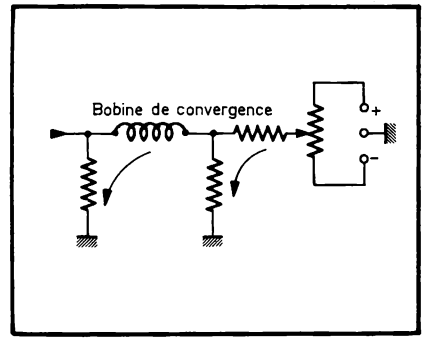


Fig. 25-36. — Dispositif à courant continu permettant les réglages de convergence statique. (Ici une seule bobine est représentée, par souci de simplification.)

permettra d'ajuster les convergences en regardant directement l'écran. Dans le cas du réglage par aimants permanents, il est nécessaire d'installer une glace devant l'écran afin de pouvoir regarder l'image par réflexion, ce qui n'est pas toujours très pratique. Un schéma possible de réglage par courant continu est donné dans la figure 25-36. Encore une fois, il faut que la source d'alimentation soit parfaitement stable et il faut, de plus, disposer de deux sources de tensions continues, négative et positive par rapport à la masse, afin de pouvoir inverser le sens du courant dans les bobines.

Notons que l'on pourrait tout aussi bien prévoir un enroulement supplémentaire pour chaque canon au lieu d'utiliser les bobines de convergence dynamique, mais les circuits sont suffisamment complexes en eux-mêmes pour ne pas leur incorporer d'éléments supplémentaires.

Convergence dynamique

Pour obtenir la convergence dynamique (sur les bords de l'écran), nous allons superposer au champ produit pour la convergence statique, un champ variable et orienté convenablement. Tout se passe comme si nous manœuvrions les aimants ou les boutons de réglage de convergence statique au rythme de déplacement des faisceaux.

Les noyaux magnétiques qui apparaissent nus dans la figure 25-34 et 25-35 supporteront des bobines alimentées par un courant d'intensité et de sens convenables. Il y a quatre corrections : trois radiales (vert, rouge et bleu) et une latérale (bleu). Les corrections doivent être faites à la fréquence trames et à la fréquence lignes. Enfin, on se souviendra que les corrections exigent des courants paraboliques et des courants en dents de scie. Nous montrerons plus loin qu'il existe dans les circuits du téléviseur des courants paraboliques (*cf.* chap. 26, § 26-2-3) ou qu'il est facile de les obtenir.

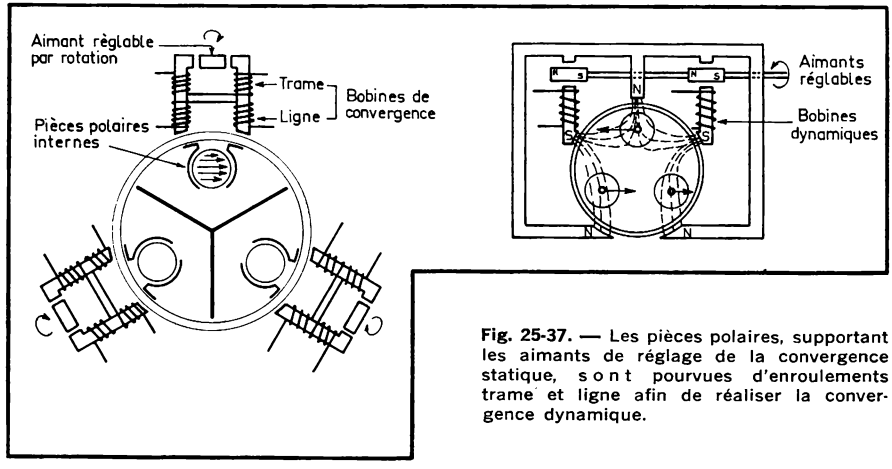


Fig. 25-37. — Les pièces polaires, supportant les aimants de réglage de la convergence statique, sont pourvues d'enroulements trame et ligne afin de réaliser la convergence dynamique.

Cela posé, voyons comment nous pouvons réaliser les corrections. Les pièces polaires des aimants de convergence statique supportent deux paires de bobines : une pour les lignes et une pour les trames, comme nous le montre la figure 25-37. Ces bobines sont traversées par un courant en dents de scie et un courant parabolique, comme l'indiquent les schémas de la figure 25-38*a*.

Le potentiomètre P_1 permet de régler l'amplitude du courant parabolique (sans en changer la forme) ; P_2 permet de régler l'amplitude de la dent de scie et de la rendre croissante ou décroissante selon la position du curseur. Lorsque celui-ci est au point milieu de P_2, les courants en dents de scie s'annulent et seul le courant parabolique traverse les bobines de convergence.

Le courant dans les bobines de convergence représente la somme algébrique des courants paraboliques et en dents de scie, et sa forme change selon les positions des curseurs, comme le montrent les croquis de la figure 25-38*b*. On y voit les déformations de la résultante en fonction de l'amplitude de la dent de scie et de la parabole, et on remarque :

a. — Que les variations de l'amplitude de la dent de scie modifient surtout le déséquilibre de la parabole;

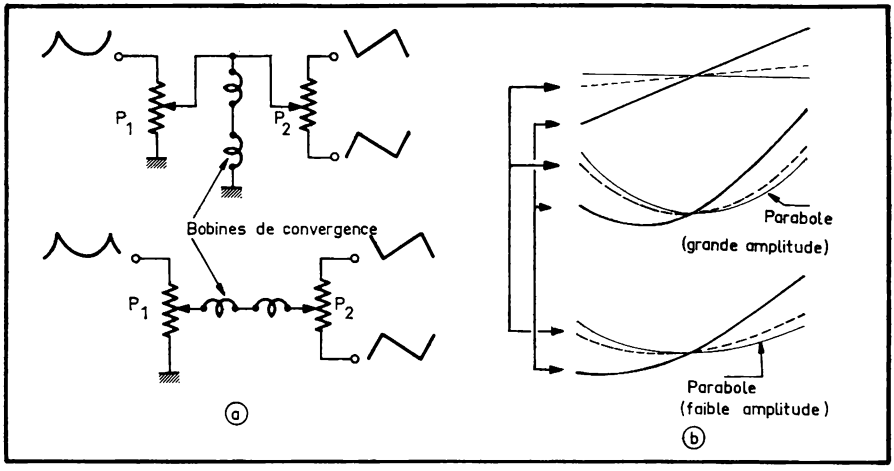


Fig. 25-38. — Montages pour le réglage de la convergence dynamique (a). En b, les courbes en pointillé correspondent à l'addition de la dent de scie en pointillé et de la parabole de grande ou de faible amplitude. L'addition de la dent de scie en trait plein et de la parabole de grande ou de faible amplitude donne les courbes en trait gras.

b. — Que les variations de l'amplitude de la parabole modifient surtout l'emplacement du minimum.

Il découle de ces deux remarques que, dans le premier cas, on agit surtout sur les bords de l'image et, dans le second, plus particulièrement dans la région centrale de l'écran. Néanmoins, les deux variations sont largement interdépendantes, de sorte qu'il faudra procéder aux réglages par retouches successives.

Afin de faciliter les réglages, les faisceaux vert et rouge seront commandés simultanément grâce au montage de la figure 25-39, appelé « montage matriciel ». On reconnaît P_1 et P_2 qui ajustent l'amplitude

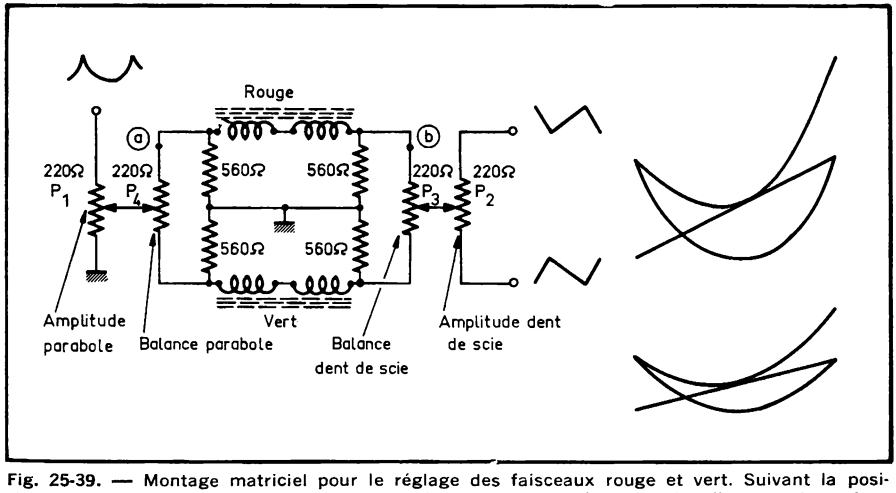


Fig. 25-39. — Montage matriciel pour le réglage des faisceaux rouge et vert. Suivant la position des potentiomètres, on peut obtenir des courbes de formes très diverses dont deux exemples sont donnés à droite.

de la parabole et de la dent de scie. Les potentiomètres P_3 et P_4 répartissent les courants dans les bobines de convergence, et on les appelle communément les potentiomètres de « balance ». Selon la position du curseur de P_4, une partie plus ou moins importante du courant parabolique traverse l'une ou l'autre des bobines de convergence. Par exemple, si le curseur est en *a*, les bobines « rouge » seront parcourues par un courant plus important que les bobines « vert ».

De même, suivant la position du curseur de P_3, une partie plus ou moins importante du courant en dents de scie traverse l'une ou l'autre des bobines de convergence. La forme globale de la parabole ne change pas (ou très peu) en ce sens que le minimum et les maximums se produisent au même instant, mais les variations de courant, pendant le même intervalle de temps, sont plus rapides dans un cas que dans l'autre. Ainsi, les potentiomètres P_3 et P_4 permettent l'égalisation des intervalles verticaux ou, en d'autres termes, assurent la géométrie de l'image dans le sens vertical.

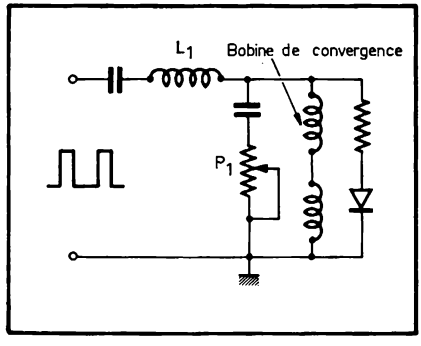


Fig. 25-40. — Circuit fondamental des dispositifs de réglage des convergences dynamiques lignes.

On peut faire les mêmes remarques à propos de P_3 et P_4 que pour P_1 et P_2. Le réglage « balance dents de scie » agit surtout sur les intervalles aux bords de l'écran; celui « balance parabole », sur les intervalles dans la région centrale.

En résumé, on peut dire que P_1 et P_2 (appelés souvent « réglages d'amplitude) agissent sur la courbure des lignes et permettent en quelque sorte de les redresser (compensation du défaut en coussin particulier à chaque canon), tandis que P_3 et P_4 agissent sur la répartition des intervalles de façon que les écarts entre les lignes horizontales d'une mire en forme de quadrillage soient égaux (compensation du tassement et de l'étirement dus au « décadrage » du canon).

Le réglage de convergence trames du bleu est obtenu à l'aide du circuit série de la figure 25-38*a*. On se souvient que le canon étant centré par rapport à l'axe de symétrie vertical du tube, il suffit d'une seule correction; elle porte sur le réglage de la géométrie. Les variations de l'amplitude de la parabole agissent dans la région centrale de l'écran et celles de la dent de scie sur les bords de l'image.

Les circuits de convergence dynamique lignes sont différents de ceux analysés ci-dessus. En effet, l'obtention des courants de correction paraboliques conduit à des montages relativement complexes et, par suite, assez coûteux. Nous ne les étudierons pas, car ils sont pratiquement abandonnés à l'heure actuelle.

Les montages employés, surtout dans les récepteurs du commerce, utilisent des circuits accordés sur la fréquence lignes, excités par des impulsions de lignes provenant de la base de temps. En effet, la forme du courant de correction s'approche beaucoup d'une sinusoïde et l'erreur ainsi introduite est négligeable devant la dispersion des caractéristiques et la précision approximative des réglages manuels.

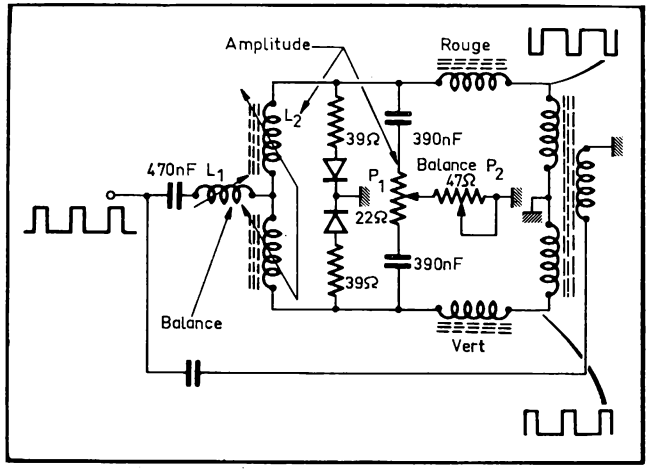


Fig. 25-41. — Montage matriciel pour le réglage de la convergence des lignes rouges et vertes.

Le circuit de principe est celui de la figure 25-40, dans lequel L_1 est la bobine d'accord et où P_1 règle l'amplitude du courant de convergence. Si l'on désaccorde légèrement ce circuit, il se produit une déformation de la sinusoïde dont l'effet est analogue à celui de l'addition d'une tension en dent de scie et d'une parabole. En fait, il se produit un déphasage, phénomène que nous recherchons, et selon que l'on se trouve au-dessus ou au-dessous de l'accord, ce déphasage sera positif ou négatif. Malheureusement, le fait de retoucher à R, ou de désaccorder le circuit, modifie l'amplitude du courant de convergence. Cette interdépendance des réglages étant gênante, on fixe le point de fonctionnement du réseau à l'aide d'une diode polarisée, connectée en parallèle sur les bobines de convergence, et qui remplit les mêmes fonctions qu'une diode d'alignement.

Ici encore, les faisceaux rouge et vert seront positionnés simultanément à l'aide d'un montage matriciel. Le schéma est celui de la figure 25-41, où L_1 est la bobine d'accord, tandis que L_2 se compose de deux enroulements montés sur un même noyau qui se déplace simultanément dans les deux, de sorte que, si l'une des inductances augmente, l'autre diminue, et inversement.

Ces deux réglages agissent dans la région centrale de l'image : L_1 en régularisant les intervalles et L_2 en redressant les courbures des lignes. Les potentiomètres P_1 et P_2 agissent sur les extrémités des lignes, P_1 en redressant la courbure et P_2 en régularisant les intervalles horizontaux.

La convergence du bleu est obtenue par un montage analogue à celui de la figure 25-40. Enfin, il faut prévoir un dispositif supplémentaire pour la convergence latérale du bleu. On réalise, par conséquent, un enroulement sur le dispositif de convergence latéral et on l'alimente par les impulsions lignes,

dont l'effet est dosé par un potentiomètre. Notons que, dans ce cas, le circuit n'est plus accordé. C'est la bobine de convergence latérale qui transforme les impulsions rectangulaires de courant en dents de scie, phénomène que nous analyserons dans le chapitre suivant.

Nous ne traiterons pas des méthodes de réglage des convergences qui ont été décrites dans d'autres ouvrages que nous citerons en bibliographie. Il faut savoir que ces réglages sont longs et que seule la pratique permet d'obtenir des convergences excellentes.

5. — Les tubes trichromes modernes

Depuis la première édition de cet ouvrage, les fabricants ont fait beaucoup d'efforts pour modifier les tubes trichromes afin que les réglages des circuits associés soient simplifiés (ces circuits étant eux-mêmes en nombre plus réduit) et pour diminuer l'encombrement du tube en ouvrant l'angle de balayage jusqu'à 110°.

Par ailleurs, ils ont également cherché à réduire le temps de chauffage en améliorant le couplage thermique entre filament et cathode et en réduisant l'inertie calorifique de la cathode. L'image est maintenant obtenue en moins de cinq secondes après la mise sous tension alors qu'il en fallait une vingtaine auparavant. De plus, la puissance absorbée est diminuée dans un rapport de 20 % environ (4,6 W au lieu de 5,7 par exemple).

La réduction de l'encombrement du tube-trichrome a posé des problèmes extrêmement complexes et, pratiquement, il a été nécessaire de repenser entièrement le système « tube-circuits associés ». Deux principales techniques ont été adoptées qui présentent, l'une et l'autre, des avantages et des inconvénients, mais qui, en définitive, donnent, pour l'utilisateur, des résultats sensiblement identiques.

5-1. — *LE TUBE TRICHROME 110° A COL MINCE*

Dans cette technique, le diamètre du col est de l'ordre de 29 mm au lieu de 38 précédemment. Les trois canons sont donc plus rapprochés ce qui réduit la puissance de balayage nécessaire dans un rapport de 20 %, théoriquement. De plus l'astigmatisme anisotrope, dans les coins notamment, est diminué. La figure 25-42 illustre de façon évidente le phénomène : plus le diamètre du cercle dans lequel s'inscrivent les trois canons est grand, plus les ellipses formées par les faisceaux sont importantes.

Ces avantages fondamentaux sont malheureusement compromis par des inconvénients fort gênants pour les fabricants des tubes et des circuits associés.

1. — Le fait de diminuer les angles de convergence en rapprochant les canons rend plus difficile l'obtention de la pureté sur l'écran. La réalisation du masque devient délicate (trous plus petits, compensation de la dilatation plus précise, etc.) d'autant que, le masque captant plus d'électrons, le rendement électronique s'en trouve réduit.

2. — Le risque d'amorçage d'arc dans le col du tube (la T.H.T. est de 25 kV) est accru par rapport à celui existant dans les tubes à gros col.

3. — Le positionnement correct des bobines devient plus difficile.

La réalisation d'un déviateur en selle étant très délicate si celui-ci est destiné à un tube à col mince, les fabricants ont opté pour le déviateur toroïdal

aussi bien pour les lignes que pour les trames. Dans ses grandes lignes, celui-ci est réalisé de la façon suivante :

— Une bague de ferrite moulée et rectifiée au centième de millimètres;

— Une forme de plastique crantée de façon que chaque spire soit positionnée avec précision;

— Des bobinages lignes et trames imbriqués, bien isolés entre eux pour éviter les courts-circuits entre spires voisines dont les potentiels électriques sont quelquefois fort différents (jusqu'à 700 V).

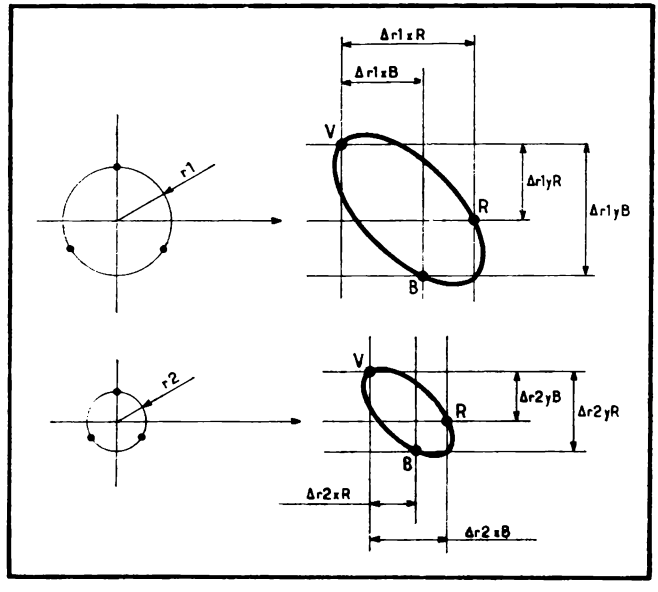


Fig. 25-42. — Le rapprochement des canons permet de réduire l'astigmatisme dans l'axe de l'écran.

Cette conception n'autorise qu'une couche de fil; en effet les spires ne sont positionnées avec précision par les crans de la forme que pour la première couche, ensuite des variations de position interviendraient pour la deuxième couche ce qui altérerait l'image.

Ce sont donc des bobines à très basse impédance : 0,31 mH en lignes et 0,94 mH en trames qui nécessitent des courants importants : 11,8 A en lignes et 5,4 A en trames. Le rendement de ces bobines toroïdales est plus faible que celui des bobines en selle ce qui fait que malgré le col mince, la puissance nécessaire pour les balayages est un peu plus élevée pour le déviateur toroïdal associé à un tube à col mince que pour le déviateur en selle associé à tube à gros col.

Par contre, le déviateur toroïdal est un peu plus facile à fabriquer, moins coûteux et plus léger.

Pour obtenir un bon résultat, on favorise le rendement en horizontal, quitte à sacrifier dans une certaine mesure le balayage vertical qui cependant nécessite moins de puissance.

Sans trop anticiper sur les chapitres qui suivent, nous dirons que cette conception, qui conduit à des bobines à faible impédance, entraîne l'emploi d'un balayage de trame à transistors sans transformateur. Pour ce qui concerne le balayage de lignes, toutes les possibilités sont exploitables (tube électronique avec monotransformateur et T.H.T. par tripleur, transistors et bitransformateur, thyristors et monotransformateurs).

5-2. — *LE TUBE TRICHROME 110° A GROS COL*

Le diamètre du col est sensiblement le même que celui d'un tube trichrome 90° (de l'ordre de 36,5 mm), de même que la conception globale du tube. Les difficultés résident dans la réalisation des circuits associés qui, théoriquement, doivent travailler avec de plus grandes puissances et corriger plus efficacement les divergences des faisceaux.

Les premiers déviateurs 110° ont été réalisés en forme de selle et associés à des corrections différentielles assez complexes qui devaient assurer une convergence correcte dans les coins de l'écran.

Des progrès ont été réalisés rapidement sur les déviateurs qui deviennent par contre difficiles à fabriquer. Pour obtenir le résultat recherché, il faut que chaque spire du bobinage en selle occupe une position précise et toujours rigoureusement la même en fabrication de série. Comme c'est impossible, les enroulements sont divisés en sections; le gabarit de bobinage est classique, mais comporte un certain nombre d'ergots repères qui déterminent les points de départ des sections successives pour chaque enroulement. De cette façon, la forme des enroulements est mieux ajustée, les asymétries des bobinages et les variations de positionnement du fil sont considérablement réduites. Cette seconde génération de déviateurs permet de simplifier les corrections dans les angles de l'image et de réduire l'énergie de déviation en ligne d'environ 10 %, par rapport à ceux de la première génération.

5-3. — *GROS COL ET CANONS CO-PLANAIRES*

La principale différence avec le tube précédemment décrit réside dans le fait que les canons, au lieu d'être disposés en delta, sont alignés dans un plan horizontal. Le résultat de cette modification est considérable puisqu'il va permettre d'obtenir un système quasi auto-convergent.

En effet, on conçoit intuitivement qu'il soit relativement facile de faire converger trois faisceaux alignés, lesquels forment une ligne sur l'écran lors de la déviation au lieu d'une sorte de triangle. En jouant sur la forme du champ de déviation, il devient possible de réduire cette ligne en un point. En pratique, le champ de déviation horizontale sera caractérisé par un fort effet de coussin et le champ de déviation verticale par un fort effet de tonneau.

Sans entrer dans les détails, voyons un peu comment fonctionne le système. Supposons les faisceaux convergeant au centre de l'écran grâce aux corrections statiques que nous connaissons. Si on les dévie horizontalement sur l'écran, ils formeront à droite et à gauche trois points alignés. Par exemple, en partant de la gauche vers la droite de l'écran, rouge-vert-bleu à droite et bleu-vert-rouge à gauche. A noter que le canon vert est au milieu des deux autres. Le champ de déviation étant affecté d'une distorsion en coussin, par l'effet des répulsions électromagnétiques, les trois faisceaux vont subir des déviations légèrement différentes puisqu'ils entrent dans le champ sous des angles différents. Si l'ensemble est bien réalisé, les trois faisceaux peuvent ne former qu'un seul point sur toute la ligne horizontale. Le même fonctionnement se produit lors de la déviation verticale à ceci près que le champ est ici en tonneau. La réalisation pratique d'un tel système auto-convergent est délicate et requiert une maîtrise très solide de la technologie de fabrication. Cependant, on parvient à construire des systèmes de très grande précision qui permettent d'obtenir une convergence presque parfaite sur toute la surface de l'écran. Mais il faut bien noter que c'est l'ensemble tube trichrome et déviateur qui est auto-convergent, l'un n'allant pas sans l'autre.

Malheureusement, un certain nombre de corrections restent nécessaires pour compenser les dispersions inévitables de caractéristiques, mais elles sont relativement réduites en nombre et en effet.

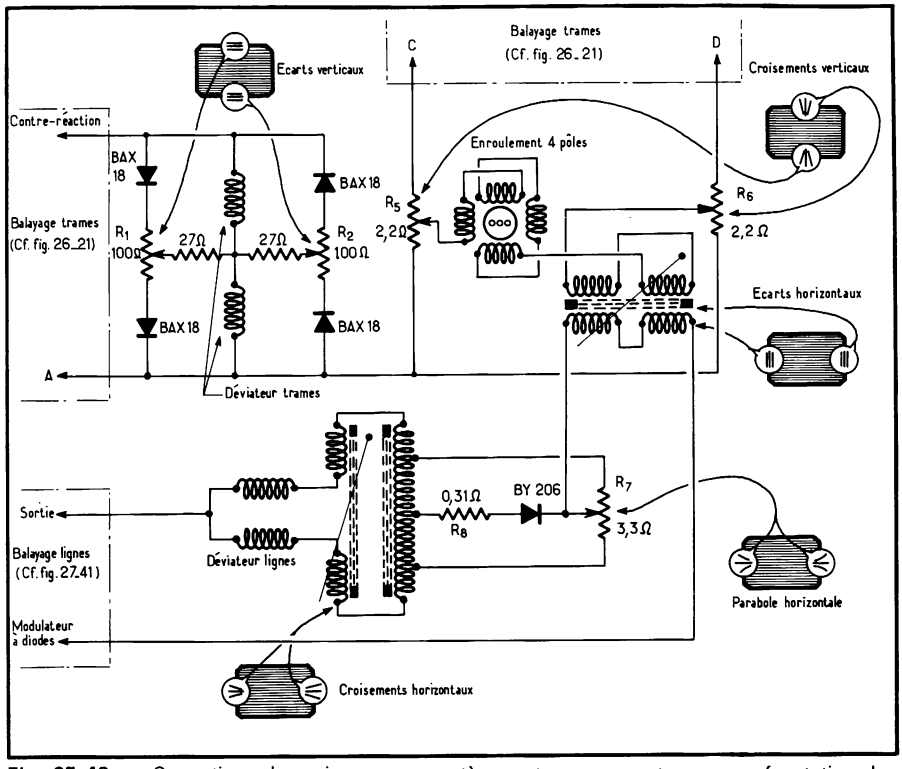


Fig. 25-43. — Corrections dynamiques pour système auto-convergent, avec représentation des défauts à éliminer.

Il faut d'abord des corrections statiques obtenues à l'aide d'aimants annulaires fixés sur le col du tube, aimants qui permettent les réglages de pureté de couleurs, de convergence statique et de symétrie haut et bas de l'image.

Quelques corrections dynamiques sont également nécessaires pour éliminer les défauts suivants:

— Écarts horizontaux : à droite et à gauche de l'écran, les lignes verticales d'une mire quadrillée ne convergent pas (effet de coussin insuffisant ou excessif);

— Croisement vertical haut et bas : les lignes verticales d'une mire quadrillée divergent en haut et en bas de l'écran en se croisant au centre;

— Croisement horizontal gauche-droite : même effet que ci-dessus mais sur les lignes horizontales;

— Parabole horizontale : les lignes horizontales ne sont pas rectilignes mais déformées suivant une parabole;

— Écarts verticaux haut et bas : les lignes horizontales d'une mire quadrillée ne convergent pas en haut et en bas de l'écran (effet de tonneau insuffisant ou excessif).

Toutes ces erreurs qui sont de l'ordre de quelques millimètres peuvent être corrigées par un circuit relativement simple, représenté en figure 25-43, dans laquelle on voit un enroulement à quatre pôles faisant corps avec le déviateur. Cet enroulement toroïdal, bobiné directement sur la bague de ferrite, commande le déplacement horizontal des faisceaux extérieurs (rouge et bleu, le vert étant toujours au milieu) de quantités égales mais opposées. Son effet

s'ajoute à celui de la déviation horizontale. Par ailleurs, les deux demi-bobines de déviation lignes créent un champ à quatre pôles permettant le déplacement des faisceaux extérieurs dans des directions verticales opposées.

Les diverses corrections sont obtenues de la façon suivante (*cf.* fig. 25-43) :

— Correction des écarts horizontaux : le courant de correction en dents de scie à la fréquence de lignes est appliqué à l'enroulement 4 pôles, par l'intermédiaire d'une bobine réglable placée en série avec les bobines de déviation de lignes.

— Corrections de croisement vertical haut et bas : les amplitudes des demi-dents de scie à la fréquence de trames sont ajustées séparément par les potentiomètres R_5 et R_6.

— Correction de croisement horizontal : une bobine réglable permet de régler la répartition du courant de déviation dans les deux demi-bobines de déviation de lignes.

— Correction de « parabole horizontale » : le courant obtenu à partir de la tension en dents de scie présente aux bornes du potentiomètre R_7, est appliqué aux deux demi-bobines de déviation de lignes par l'intermédiaire d'un autotransformateur. Ce courant est « clampé » par la diode en série avec la résistance R_8.

— Écarts verticaux haut et bas : les potentiomètres R_1 et R_2 commandent la répartition des courants dans les bobines de déviation de trames, respectivement pendant la première et la deuxième moitié du balayage. Les diodes en série avec les potentiomètres shuntent R_1 ou R_2 à travers la bobine de déviation suivant la polarité de la tension de balayage.

Il convient enfin de préciser que le masque et les luminophores ne sont pas identiques à ceux des tubes trichromes précédents. En effet, le premier est percé de fentes verticales au lieu de trous circulaires; les luminophores sont eux-mêmes des petites bandes verticales juxtaposées comme l'indique la figure 25-44. Ainsi la pureté des couleurs est indépendante des impacts dans la direction verticale.

Les composants associés à un tel tube trichrome sont relativement peu nombreux : déviateur, unités de corrections statiques (réglages de pureté, de symétrie haut et bas de l'image, de convergence statique). Quelques corrections de convergence dynamique sont nécessaires pour rattraper les dispersions de caractéristiques.

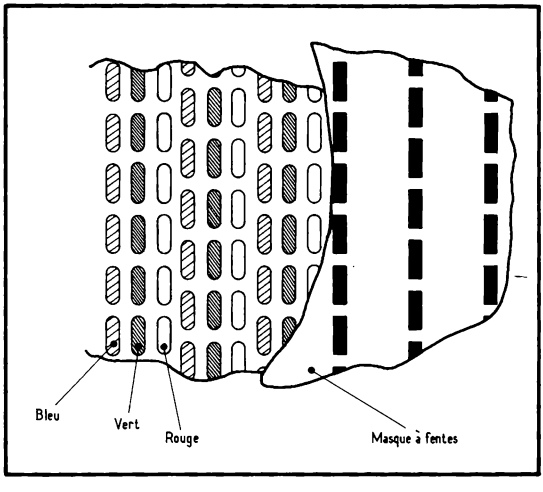


Fig. 25-44. — Chaque fente du masque correspond à une triade de luminophores, alignés par bandes de trois (bleu, vert, rouge). Les fentes sont positionnées sur les luminophores verts.

CHAPITRE 26

BASE DE TEMPS VERTICALE

Nous avons vu, dans le précédent chapitre, qu'il fallait fournir aux bobines de déviation verticale une certaine puissance, de l'ordre de quelques watts. Comme il n'est pas possible de réaliser, actuellement, des relaxateurs fournissant une telle puissance et facilement synchronisables, on est évidemment obligé de faire précéder le déviateur d'un étage de puissance. Cet étage est relativement facile à réaliser, comme nous le verrons, et le seul problème qui se présente est celui de la liaison amplificateur-déviateur.

Nous devrons prévoir, d'autre part, des circuits de correction pour rattraper les distorsions introduites par le tube-images, distorsions que les déviateurs ne corrigent que partiellement, voire pas du tout.

1. — L'amplificateur de puissance

En consultant le tableau des différentes normes, on constate que le balayage vertical est toujours effectué de haut en bas, à une fréquence de 50 Hz pour l'Europe et de 60 Hz pour les U.S.A. et le Japon. Nous ne nous occuperons ici que du balayage à 50 Hz; les problèmes sont exactement les mêmes, à la fréquence près, avec le 60 Hz.

La durée d'une trame (c'est-à-dire d'une demi-image) est donc de 20 ms qui se répartissent ainsi : 18 ms pour le balayage proprement dit et 2 ms pour le retour. Ces chiffres varient, d'ailleurs, d'une norme à l'autre, entre 1 et 2 ms pour le retour. En France, on prend généralement un temps de retour de 1 à 1,5 ms, qui correspond alors à celui de la deuxième chaîne. Notons qu'il est prudent de prendre un temps de retour légèrement inférieur à celui de l'émission, de façon que le faisceau soit en position d'attente au moment du déclenchement du balayage. Dans le cas contraire, on perdrait une certaine partie de l'image.

Le balayage doit évidemment s'effectuer en synchronisme avec celui de l'émission, et c'est pour assurer cette synchronisation que des impulsions spéciales sont incorporées aux signaux de modulation vidéo. Ces signaux ont été triés dans les étages de séparation et seules les impulsions de trames sont transmises à la base de temps verticale.

Celle-ci a une structure simple (fig. 26-1). Elle se compose d'un relaxateur à fréquence de 50 Hz, le plus souvent un oscillateur bloqué comme celui que

nous avons calculé dans le chapitre 24 (*cf.* § 3), et d'un amplificateur de puissance alimentant les bobines de déviation verticale et comportant des dispositifs de correction. Nous ne nous intéresserons ici qu'à la déviation magnétique, qui est pratiquement la seule utilisée en télévision.

Il faut signaler, néanmoins, que sur certains appareils ultra-miniaturisés, on fait appel à la déviation électrostatique. Etant donné le volume extrêmement réduit du tube-images, les tensions de déviation nécessaires sont alors très faibles.

1-1. — *LE PROBLÈME DE LA LIAISON ENTRE AMPLIFICATEUR ET DÉVIATEUR*

Avant d'étudier les modes de liaison possibles entre le déviateur et l'étage de puissance, il convient d'analyser les effets des condensateurs et des bobines sur les courants qui les traversent ou sur les tensions appliquées à leurs bornes.

1-1-1. — *Effet des condensateurs et des inductances sur les tensions et courants*

On sait déjà que la tension aux bornes d'un condensateur est une fonction exponentielle, croissante lors de la charge et décroissante lors de la décharge. De même, on sait que le courant dans une bobine est une fonction exponentielle.

On se souvient également que la tension aux bornes d'un condensateur croît linéairement ($v_c = k \cdot t$ avec $k =$ constante) lorsque le courant de charge est maintenu constant. Nous avons analysé ce phénomène au chapitre 24 (*cf.* § 2-2-2) et nous n'y reviendrons pas.

On peut également montrer que le courant traversant une bobine croît linéairement en fonction du temps ($i_L = k \cdot t$ avec $k =$ constante) si la tension aux bornes de la bobine reste constante. En effet, la force contre-électromotrice qui prend naissance aux bornes de la bobine est fonction de la vitesse de la variation du flux provoqué par l'accroissement (ou la diminution) du courant. On a $e = -\Delta\varphi/\Delta t$, où le signe « — » montre que la tension est en opposition avec celle de la source; au signe près, on peut écrire $\Delta\varphi = e \cdot \Delta t$. Si e est maintenu constant, φ devient proportionnel au temps. Comme, d'autre part, on a $\varphi = Li$, l'intensité devient elle-même directement proportionnelle au temps et l'on peut écrire : $i_L = k \cdot t$.

Revenons au condensateur. Nous allons chercher maintenant la forme de la tension à appliquer à ses bornes pour que le courant qui le traverse soit une fonction linéaire du temps.

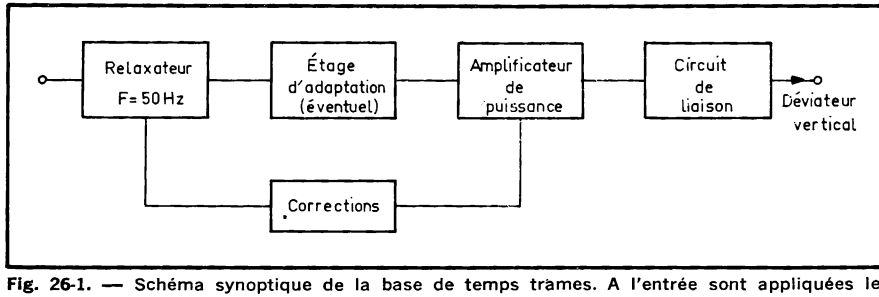


Fig. 26-1. — Schéma synoptique de la base de temps trames. A l'entrée sont appliquées les impulsions à 50 Hz provenant des étages de séparation et de tri.

Nous allons d'abord résoudre ce problème sur le plan physique. Puisque le courant varie linéairement, la charge du condensateur varie elle aussi et nous allons étudier l'allure de cette variation. Considérons la figure 26-2.

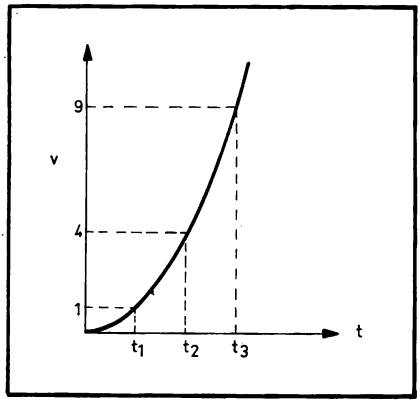


Fig. 26-2. — La charge à courant linéaire d'un condensateur suit une progression arithmétique.

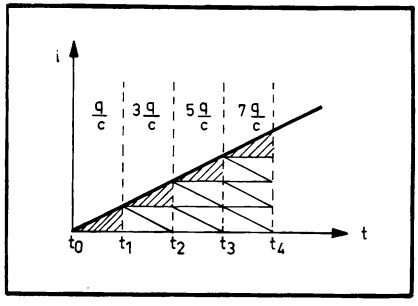


Fig. 26-3. — Lorsque le courant de charge d'un condensateur croît linéairement, la tension aux bornes de celui-ci augmente paraboliquement.

Pendant les intervalles de temps égaux Δt, la charge augmente suivant une progression arithmétique. Dans l'intervalle t_0-t_1 la charge augmente de q; dans l'intervalle t_1-t_2 (égal à t_0-t_1) elle augmente de 3 q; dans l'intervalle suivant de 5 q, puis de 7 q, etc. La tension v est fonction de la charge du condensateur, puisque $v = q/C$, et à chaque instant t_1, t_2, t_3, une nouvelle tension s'ajoute à celle existante. Autrement dit, on a :

$$\text{Pour } t_1 : v_1 = \frac{q}{C};$$

$$\text{Pour } t_2 : v_2 = v_1 + 3\,\frac{q}{C} = 4\,\frac{q}{C};$$

$$\text{Pour } t_3 : v_3 = v_2 + 5\,\frac{q}{C} = 9\,\frac{q}{C}; \text{ etc.}$$

Traçons la courbe des tensions en fonction du temps. Nous obtenons la figure 26-3, dans laquelle la tension augmente comme le carré des temps, c'est-à-dire comme un arc de parabole. Par conséquent, pour que le courant qui parcourt un condensateur soit linéaire, il faut que la tension à ses bornes soit parabolique.

On pourrait de la même façon montrer que le courant qui traverse une bobine, aux bornes de laquelle existe une tension variant linéairement, a une forme parabolique, mais nous laisserons le soin aux lecteurs de reconstituer eux-mêmes le raisonnement, ce qui constitue un excellent exercice. Il est possible de montrer plus simplement cette loi grâce au calcul intégral, et c'est ce que nous allons faire, en simplifiant à l'extrême.

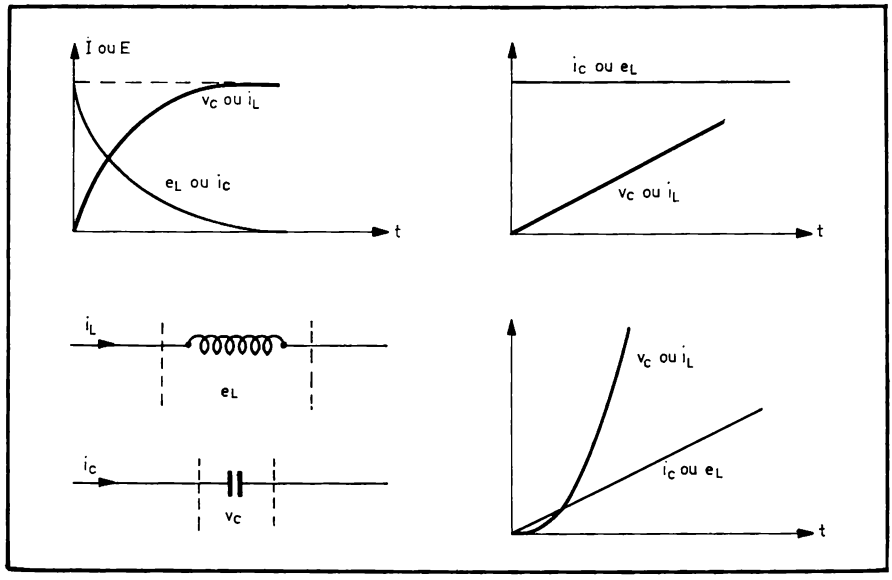


Fig. 26-4. — En haut, à gauche, variations exponentielles de la tension aux bornes d'une bobine ou d'un condensateur et du courant qui les parcourt. En haut, à droite, pour un condensateur, lorsque le courant est constant, la tension varie linéairement, et inversement pour une bobine. En bas, à droite, pour un condensateur, lorsque le courant varie linéairement, la tension est une parabole, et inversement pour une bobine.

La tension e aux bornes de la bobine est de la forme

$$e = -L\frac{di}{dt} \text{ d'où } di = -\frac{1}{L}\, e \,.\, dt.$$

Nous voulons que e soit une fonction linéaire, c'est-à-dire que l'on ait $e = k \,.\, t$, d'où

$$di = -\frac{k}{L}\, t \,.\, dt.$$

En intégrant on trouve

$$i = \frac{k}{L} \,.\, \frac{t^2}{2} + C,$$

ce qui se réduit, en groupant les constantes, à

$$i = k \,.\, t^2,$$

qui représente l'équation d'une parabole.

Toutes ces notions sont résumées dans la figure 26-4, et nous aurons l'occasion de les utiliser très souvent.

1-1-2. — *Différents modes de liaison*

L'amplificateur de puissance travaillant en classe A, on ne peut utiliser directement le déviateur comme charge. En effet, le courant continu de plaque ou de collecteur traversant le déviateur, il se produirait un décadrage

constant du faisceau, décadrage qu'il serait difficile de compenser par la suite. En outre, le rendement deviendrait mauvais. Il faut donc dériver le courant continu en totalité ou en partie, de façon que seule la composante en dents de scie traverse le déviateur. Nous avons alors le choix entre plusieurs méthodes :

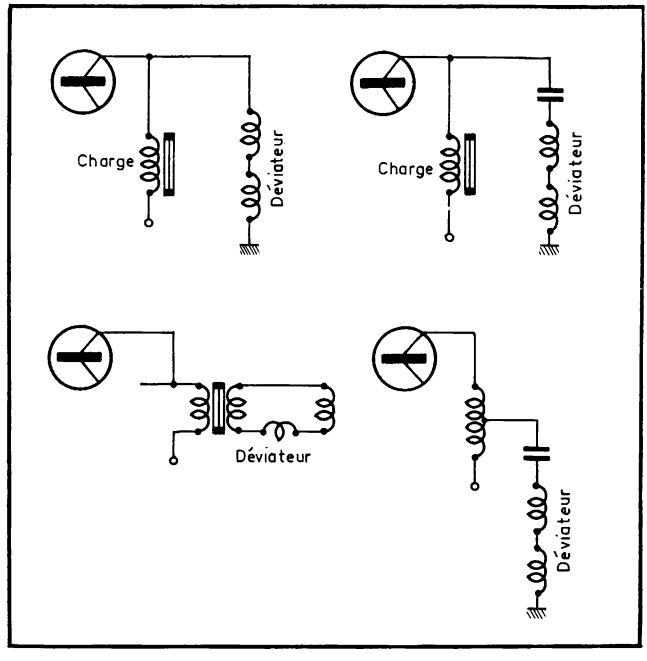


Fig. 26-5. — Les différents montages de liaison entre l'élément de puissance et le déviateur trame. Le transistor peut être du type **p-n-p** ou **n-p-n**, mais dans tous les cas la liaison est effectuée dans le circuit de collecteur.

a. — Connecter en parallèle sur les bobines de déviation une charge de faible résistance par rapport à celle du déviateur. La résistance du déviateur étant relativement faible (quelques dizaines d'ohms), on doit nécessairement utiliser une bobine de charge de quelques ohms et dont l'inductance est très grande par rapport à celle du déviateur;

b. — Incorporer en série avec le déviateur un condensateur de capacité élevée, de façon à bloquer la composante continue, et connecter en parallèle, sur cet ensemble, une charge qui peut être une résistance (on dissipe alors inutilement une certaine puissance) ou une inductance, comme précédemment;

c. — Utiliser un transformateur de sortie de la même façon que pour un étage d'amplification de puissance B.F. dans un récepteur de radio.

La première méthode n'est jamais employée. La seconde redevient d'actualité avec les montages à transistors; la troisième est employée lorsque l'on a affaire à des montages à tubes. Il faut citer encore un quatrième mode de liaison possible : celui par autotransformateur, qui constitue en fait une solution intermédiaire entre la deuxième et la troisième. La figure 26-5 montre les schémas de ces différents modes de liaison.

L'utilisation d'un transformateur est intéressante dans la mesure où les impédances du déviateur et de l'étage de sortie sont très différentes. C'est ce

qui se passe avec les tubes dont l'impédance de sortie est grande. Il faudrait alors disposer d'un déviateur à haute impédance pour réaliser, tant bien que mal, une adaptation relativement satisfaisante. En effet, il s'agit ici d'un transfert de puissance et l'on sait que la puissance transmise est maximale lorsque les impédances en jeu sont à peu près égales. Or, il est difficile de réaliser des déviateurs à haute impédance, qui exigent alors un grand nombre de tours de fil et qui deviennent, par conséquent, trop encombrants.

Avec les montages à transistors, le problème se présente sous un jour différent, puisque l'impédance de sortie est relativement faible et compatible avec une bonne adaptation. On choisit alors la solution *b* ci-dessus, qui présente cependant l'inconvénient d'utiliser un condensateur de forte capacité. Il est naturellement du type électrochimique, mais comme son courant de fuite augmente avec le vieillissement, il se produit un léger décalage de l'image, assez facile à compenser, du reste.

1-1-3. — *Forme du courant de sortie*

Nous allons d'abord examiner la liaison par transformateur, pour revenir ensuite sur la liaison par condensateur. Rappelons auparavant que le déviateur est assimilable pendant l'aller à une résistance pure, comme nous l'avons précédemment expliqué (*cf.* chap. 25, § 3-1).

a. *Liaison par transformateur*

Nous devons déterminer la forme du signal d'attaque pour que le courant dans le déviateur soit linéaire, mais comme une telle étude fait appel à des notions mathématiques assez ardues, nous mettrons à contribution l'intuition des lecteurs.

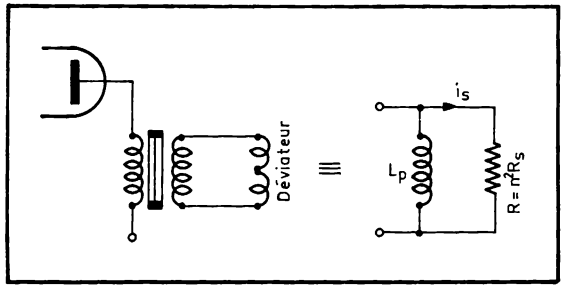


Fig. 26-6. — Liaison par transformateur et circuit équivalent de sortie.

En négligeant la résistance du primaire et en considérant le transformateur comme parfait, on peut ramener le circuit de sortie au schéma équivalent de la figure 26-6. Dans ce schéma R_S représente la résistance globale du secondaire, et L_P l'impédance du primaire. La résistance R en parallèle sur L_P, c'est-à-dire celle vue du primaire, est $R = n^2 R_S$, où la résistance secondaire R_S contient celle du déviateur (n est le rapport de transformation).

Le courant se divise en deux parties i_P et i_S, et nous avons besoin que i_S soit linéaire en fonction du temps. Etant donné que R est une résistance, si le courant augmente linéairement, la tension croît linéairement elle aussi. On en déduit que la variation de i_P a une allure parabolique, puisque la tension appliquée aux bornes de la bobine est une fonction linéaire. Le courant i fourni par l'étage de puissance représente la somme de i_P et i_S, et pour que i_S soit linéaire il doit avoir l'allure indiquée dans la figure 26-7.

Si le rapport L_p/R est très grand par rapport à la durée du balayage, la charge se comporte comme une résistance R. Autrement dit, si i_s doit être linéaire, il suffit que i le soit également. En effet, à ce moment le courant i_p devient négligeable, et même nul à la limite si L_p est infinie. Malheureusement, on ne peut parfaitement satisfaire à cette condition, comme nous le montre l'exemple numérique suivant.

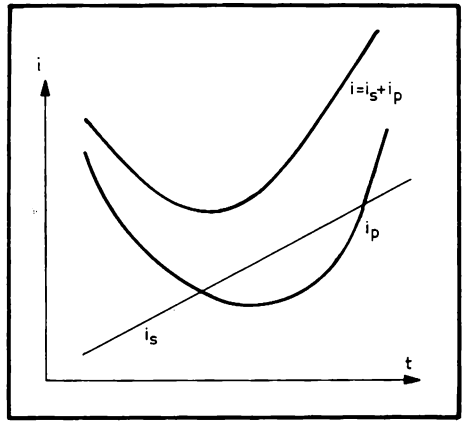


Fig. 26-7. — Le courant (i_s) dans le déviateur assimilé à une résistance doit croître linéairement de sorte que le courant (i_p) dans L_p est parabolique. La forme du courant fourni par l'élément de puissance est l'addition de i_s et i_p.

Soit un déviateur de 50 Ω dans lequel doit passer un courant de 500 mA pour obtenir la déviation nécessaire.

Si l'élément actif, c'est-à-dire le tube ou le transistor, est capable de fournir un courant de 50 mA, le transformateur doit avoir un rapport de $n = 500/50 = 10$ et la résistance R rapportée au primaire est alors de $50 \times 10^2 = 5000$ Ω ($R = n^2 R_S$). Nous ne tenons compte dans cet exemple numérique que de la seule résistance du déviateur. Si l'on veut que la constante de temps du circuit L_p - R soit 10 fois plus grande que la durée de l'aller du balayage, il faut que $L_p = 0{,}2 \times 5000 = 1000$ H. C'est une valeur énorme, pratiquement impossible à obtenir avec les moyens classiques (transformateur très coûteux et très encombrant). Nous allons voir, d'ailleurs, que l'on peut obtenir un rendement relativement satisfaisant — en tout cas meilleur — avec un transformateur à primaire moins inductif.

En examinant la figure 26-7, on voit que le courant i atteint, à un certain moment, une valeur minimale. Il est clair que si l'on parvient, par un moyen quelconque, à faire en sorte que cette valeur minimale devienne nulle, le rendement devient meilleur, le courant crête de i restant le même évidemment. C'est ce que nous avons représenté dans la figure 26-8, et c'est en jouant sur la valeur de L_p, et plus précisément sur la valeur de la constante de temps L_p/R, que l'on parvient à ce résultat. On démontre que le courant moyen d'anode est minimal — et que, par suite, le rendement est maximal — lorsque la constante de temps est telle qu'elle représente 0,3 fois la durée T de l'aller du balayage, d'où

$$L_p = 0{,}3\ n^2 R_S\ T\ (*).$$

En reprenant les chiffres de l'exemple précédent, on trouve que L_p doit être égale à 27 H, ce qui est, évidemment, plus facilement réalisable qu'une bobine de 1000 H. D'autant plus facilement d'ailleurs que nos chiffres sont ici un peu trop grands et que l'on trouve, dans la pratique, un coefficient de self-induction de l'ordre d'une vingtaine de henrys seulement.

(*) Plus précisément 0,29, mais avec les approximations que nous avons faites, nous pouvons adopter 0,3.

On démontre que le courant moyen d'anode ou de collecteur i' représente alors 0,58 fois le courant de crête i_s dans le déviateur. On démontre également que le courant d'anode ou de collecteur s'annule à l'instant $t = 0{,}21$ T, où T est la durée de l'aller du balayage. L'économie de courant réalisée — plus de 40 %, ce qui n'est pas négligeable — est due au fait que le primaire L_p restitue l'énergie magnétique qu'il a emmagasinée.

Un autre mode de fonctionnement, appelé fonctionnement « piz » (pente initiale zéro) ou « zis » (zéro initial slope, en anglais), consiste à calculer L_p de sorte que la constante de temps soit égale à la moitié du temps d'aller ($L_p/R = 0{,}5$ T). Le courant i_p part alors de zéro avec une pente nulle au départ. Ce mode de fonctionnement semble moins intéressant que le précédent, puisqu'il conduit à des valeurs de L_p plus grandes ($L_p = 50$ H avec les données de l'exemple précédent) et un rendement moins favorable.

b. *Liaison par condensateur*

Dans le cas de la liaison par condensateur, le schéma équivalent se ramène à celui de la figure 26-9 où R représente la résistance du déviateur pendant l'aller du balayage et L l'inductance de charge. Le courant traversant l'ensemble RC étant linéaire, il apparaît une tension parabolique aux bornes de C. Si cette tension est faible par rapport à la tension linéaire apparaissant aux bornes de R, on peut la négliger.

Supposons que le déviateur présente une résistance de 50 Ω et que le courant maximal de déviation soit de 500 mA. La tension aux bornes de R sera de $50 \times 0{,}5 = 25$ V. On pourra négliger la tension apparaissant sur le condensateur si celle-ci est une dizaine de fois moins élevée, soit 2,5 V. On démontre que cette tension est égale à (*)

$$v = \frac{i_m}{8} \times \frac{T}{C},$$

d'où

$$C = \frac{i_m}{8} \times \frac{T}{v} = \frac{0{,}5 \times 20 \,.\, 10^{-3}}{8 \times 2{,}5} = 500 \ \mu F\,.$$

Nous avons pris ici T = 20 ms au lieu de 18 ms.

En général, on choisit un condensateur de 1000 μF; on est donc en droit de dire que la tension parabolique n'influence pratiquement pas le comportement de l'ensemble de déviation. Mais il faut que ce condensateur soit capable de supporter les surtensions de retour de balayage. Les valeurs que nous avons adoptées ici correspondent à un étage de sortie transistorisé. Avec un étage à tube, on trouverait une valeur de capacité moins élevée (de l'ordre de 50 à 100 μF), mais dont la tenue en tension devrait être évidemment beaucoup plus grande, ce qui conduit à un condensateur volumineux et cher. C'est un argument supplémentaire pour l'utilisation d'un transformateur de sortie dans les étages à tubes.

Si nous négligeons l'influence du condensateur, nous sommes ramenés au cas précédent d'une résistance en parallèle aux bornes d'une inductance L (précédemment L_p). Il ne faut pas cacher que nous avons beaucoup simplifié l'étude de cette partie de l'amplificateur, qui est assez compliquée en réalité.

(*) La tension aux bornes du condensateur est $v = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} i_m \frac{t}{T} \,.\, dt$ et en intégrant on trouve l'équation ci-dessus.

En effet, il se pose la question du retour de la dent de scie qui influence grandement le comportement de l'étage, et la plupart du temps les valeurs pratiques ne correspondent pas aux valeurs théoriques souhaitées. D'autre part, l'étude du transformateur est délicate, car il est recommandé de rester en deçà de la saturation du circuit magnétique, sous peine d'une diminution

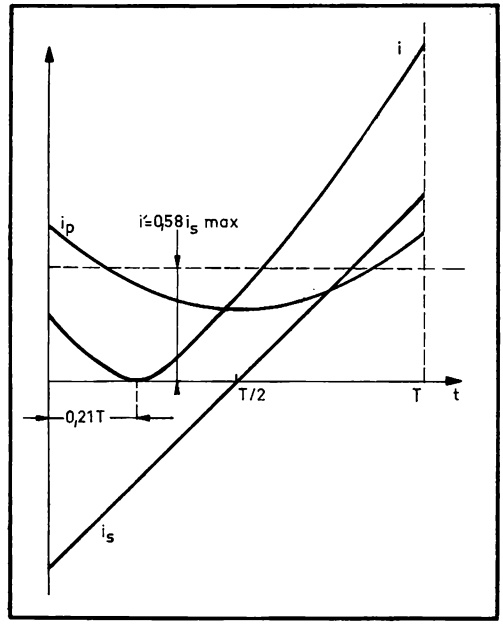


Fig. 26-8. — Forme pratique du courant i procurant le meilleur rendement de l'étage de puissance.

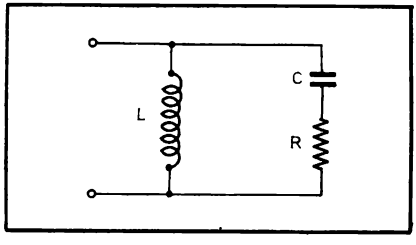


Fig. 26-9. — Schéma équivalent du circuit de sortie dans le cas d'une liaison par transformateur.

sensible du rendement en fin de balayage où le courant est alors le plus élevé (plusieurs dizaines de milliampères). Au lieu d'utiliser un circuit magnétique volumineux qui permettrait d'éviter la saturation, on préfère employer des circuits en tôles dites à grains orientés et pourvus, éventuellement, d'un entrefer.

1-2. — *FORME DE LA TENSION D'ENTRÉE*

Nous avons vu que le courant de sortie du tube ou du transistor devait avoir une composante parabolique assez prononcée. Il faut, par conséquent, que la tension de commande ait sensiblement la même forme pour autant que les caractéristiques de l'élément actif puissent être considérées comme

linéaires. Nous savons qu'il n'en est rien puisque l'on travaille dans les parties coudées (courant de sortie s'annulant), mais nous admettrons, en première approximation, qu'elles sont droites.

La liaison entre le relaxateur, qui fournit des tensions en dents de scie presque parfaites, et l'amplificateur doit donc déformer cette tension de façon à obtenir le courant de sortie désiré. En outre, on se souvient que le tube-images introduit une distorsion en S (*cf.* chap. 25, § 1-1) qu'il faut compenser, de sorte que le courant de déviation doit avoir, en réalité, la forme indiquée dans la figure 26-10.

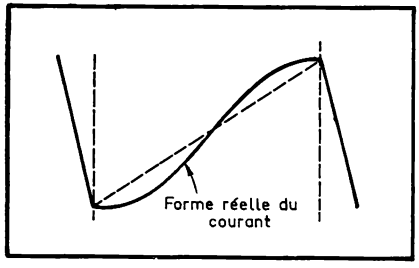


Fig. 26-10. — Forme pratique du courant dans le déviateur trame nécessaire pour corriger la distorsion en S.

Toutes ces considérations font qu'il est difficile de prévoir exactement la forme de la tension de commande à appliquer à l'entrée de l'amplificateur de puissance. En pratique, on se contente de dégrossir les calculs de l'amplificateur et l'on prévoit un certain nombre d'éléments ajustables qui permettront de parfaire expérimentalement la géométrie de l'image. On appelle ces éléments ajustables : *réglages de linéarité.*

Deux méthodes permettent d'obtenir la forme désirée de la tension de commande et elles sont souvent employées simultanément.

1-2-1. — *Utilisation de circuits de mise en forme*

Les schémas de ces circuits sont nombreux, et nous en donnons quelques exemples dans la figure 26-11. Mais nous n'allons étudier ici que le circuit de la figure 26-11*a*. La tension de sortie v est la somme de v_R et v_C. A l'entrée est appliquée la tension en dents de scie fournie par le relaxateur. Si l'impédance du circuit de charge est grande par rapport à l'impédance de la branche R_2-C, on peut considérer que la totalité du courant i parcourt le

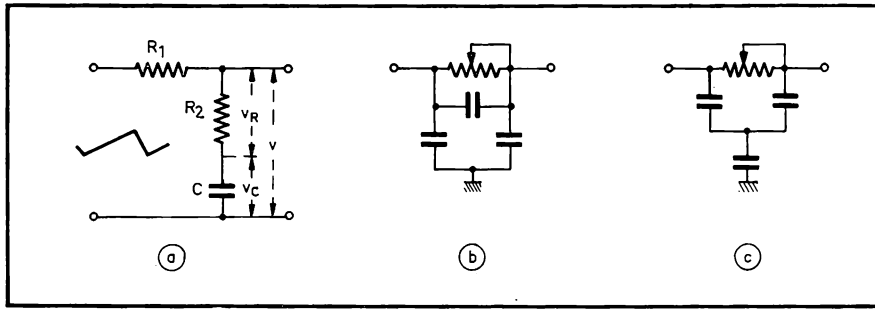


Fig. 26-11. — Quelques types de circuits de mise en forme utilisés dans la liaison entre le relaxateur et l'amplificateur de puissance.

circuit de mise en forme. Remarquons que R_1 doit être choisie assez élevée pour que le générateur de la tension en dents de scie soit assimilable à un générateur de courant.

La tension aux bornes de R_2 est par conséquent en forme de dents de scie et celle aux bornes de C est parabolique (il faut se souvenir, en effet, que lorsqu'un courant en dents de scie traverse un condensateur, il apparaît une tension parabolique à ses bornes). L'addition des tensions donne la forme désirée à la sortie (fig. 26-12). Il faut, évidemment, que les valeurs de R_2 et C soient correctement choisies. Le calcul est assez complexe et de toutes façons assez approximatif, puisqu'on ne connaît pas *a priori* la forme exacte de la tension de commande du fait de la caractéristique non linéaire du tube de sortie. Les ordres de grandeur sont de quelques nanofarads pour le condensateur, quelques centaines de kiloohms pour R_2 et deux à trois mégohms pour R_1. La résistance R_2 est généralement un potentiomètre, qui permet de régler au mieux la linéarité de l'image.

1-2-2. — *Utilisation d'un circuit de contre-réaction*

On peut encore obtenir la forme désirée de la tension de commande par des circuits de contre-réaction de tension ou de courant.

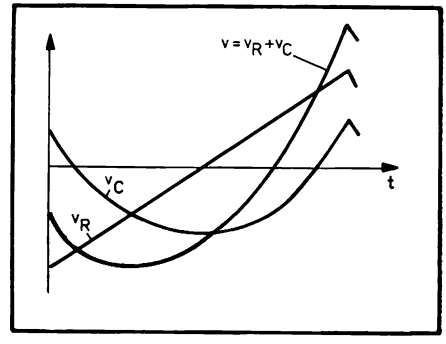


Fig. 26-12. — Les circuits de mise en forme sont tous fondés sur l'addition d'une dent de scie et d'une tension parabolique.

L'application de la contre-réaction aux circuits de mise en forme présente l'avantage de stabiliser le gain de l'étage de puissance ou, en d'autres termes, de rendre celui-ci largement indépendant des caractéristiques de l'amplificateur. En effet, on peut démontrer que si le gain est suffisamment élevé (30 à 40 dB, par exemple) en l'absence de contre-réaction, le gain avec contre-réaction est égal à l'inverse du taux de contre-réaction.

Lorsqu'il s'agit d'une contre-réaction en tension, on réinjecte une certaine portion de la tension de sortie sur l'entrée; lorsqu'il s'agit d'une contre-réaction en courant, on réinjecte une certaine portion du courant de sortie sur l'entrée.

Un exemple de contre-réaction en tension qui emploie un circuit différentiateur R_1-C_1 et un intégrateur R_2-C_2 est représenté dans la figure 26-13. Le circuit différentiateur transforme les signaux en dents de scie, prélevés à la sortie de l'amplificateur, en signaux rectangulaires; puis, l'intégrateur déforme plus ou moins les flancs verticaux suivant la capacité de C_2. Si l'on ajoute la tension ainsi obtenue à celle en dents de scie provenant du relaxateur, on obtient finalement un signal dont l'allure rappelle d'assez près celle que l'on recherche. Ici encore les calculs sont assez compliqués et les ordres de grandeur assez dispersés.

Nous avons groupé, dans la figure 26-14, deux variantes du mode de linéarisation par contre-réaction en tension. Nous y avons fait apparaître les réglages d'amplitude, car ils font partie intégrante des réglages de linéarité. En effet, en prélevant une plus ou moins grande portion de la tension en dents de scie, on modifie également le taux de contre-réaction.

Les circuits de linéarisation étant conçus après l'élaboration de l'amplificateur proprement dit, il importe qu'ils ne perturbent pas son fonctionnement, ni celui du relaxateur. Cela explique les valeurs relativement élevées des composants. Notons enfin que cette méthode de linéarisation par contre-réaction de tension n'est guère employée que dans les montages à tubes.

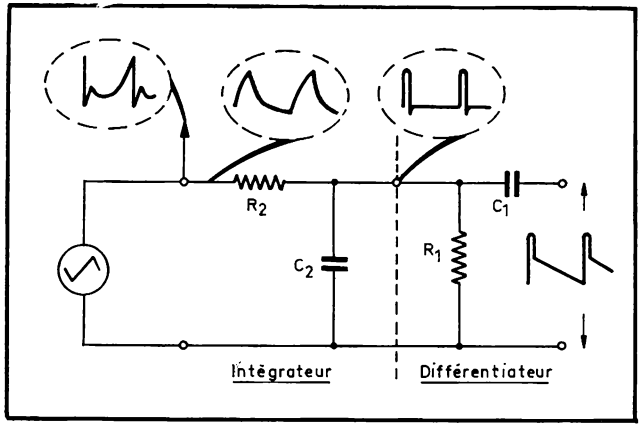


Fig. 26-13. — Autre type de circuit de mise en forme utilisant un différentiateur et un intégrateur. La forme du signal de sortie est celle indiquée par l'oscillogramme de gauche.

La contre-réaction d'intensité est plus souvent employée avec les montages transistorisés. Comme le plus souvent, le transistor de puissance est précédé d'un étage adaptateur, c'est sur celui-ci que s'effectuent les corrections de linéarité. Le courant de commande est prélevé soit sur l'émetteur du transistor final, soit à l'aide d'un enroulement auxiliaire sur la bobine de charge (fig. 26-15). La première méthode est plus souvent adoptée du fait de sa simplicité. Le circuit de contre-réaction est un réseau R-C du type sélectif, c'est-à-dire favorisant une certaine gamme de fréquences. La dent de scie se trouve de ce fait déformée (il faut, en effet, se souvenir qu'une dent de scie est la somme d'une fréquence fondamentale et d'une infinité d'harmoniques de rang impair). La « sélectivité » du circuit est rendue variable grâce à R. Dans la figure 26-15, nous avons représenté deux circuits classiques de linéarisation employés dans les montages transistorisés.

1-3. — *LES DISPOSITIFS AUXILIAIRES*

Un certain nombre de dispositifs auxiliaires sont nécessaires pour assurer convenablement le balayage vertical, ou un bon fonctionnement des circuits de balayage. Ce sont des dispositifs simples, comme nous allons le voir.

Rappelons que nous avons déjà étudié, au chapitre précédent, certains dispositifs auxiliaires lorsqu'il était question du transducteur de coussin et des circuits de convergence, pour la TVC.

1-3-1. — *Les dispositifs de cadrage*

Le problème de cadrage de l'image est relativement simple à résoudre. On se souvient qu'on utilise déjà des aimants de centrage, mais dont l'action est

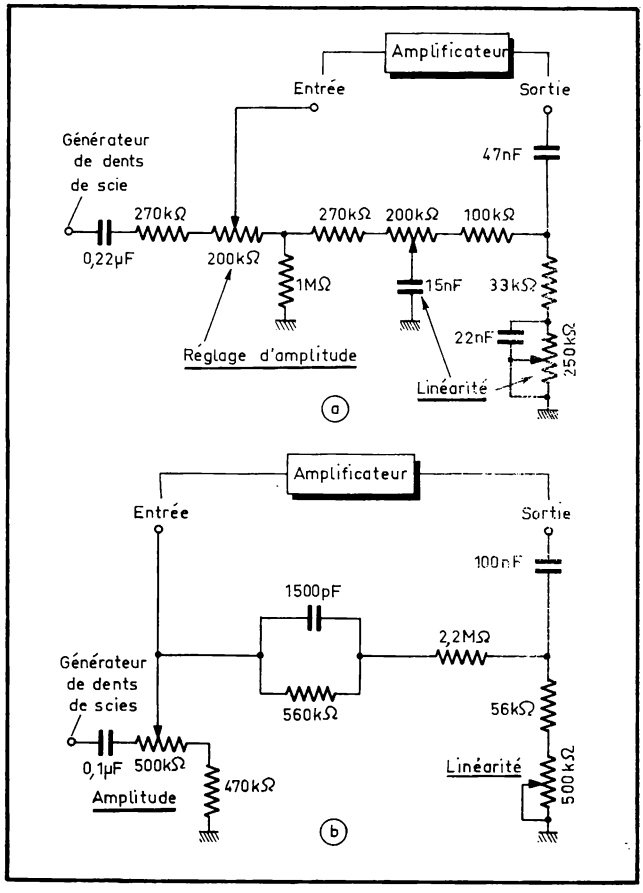


Fig. 26-14. — Deux exemples illustrant la façon d'obtenir la forme désirée du signal de commande grâce à des circuits de contre-réaction de tension.

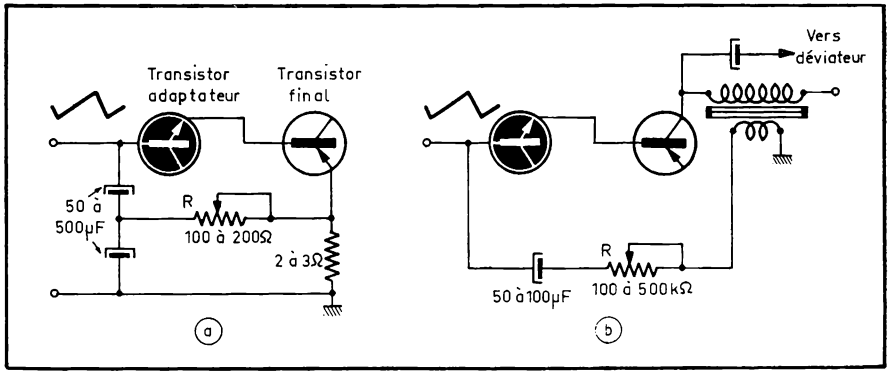


Fig. 26-15. — Deux exemples de circuits à contre-réacticn d'intensité, souvent utilisés dans les montages transistorisés.

relativement faible, car ils se trouvent placés assez loin derrière le déviateur. Ces aimants servent davantage à centrer le faisceau en l'absence de balayage, c'est-à-dire à rattraper les dispersions des caractéristiques du tube-images.

Le cadrage électrique, dont nous allons examiner les principes, sert à rattraper les dispersions des caractéristiques des déviateurs. Il y a deux types de circuits, selon que la liaison s'effectue par transformateur ou par condensateur. Le principe est toujours le même : faire passer un courant d'intensité plus au moins grande dans les bobines de déviation, de sorte que celles-ci produisent un champ magnétique qui déplace le faisceau d'une quantité constante. Ces deux types de circuits sont représentés dans la figure 26-16.

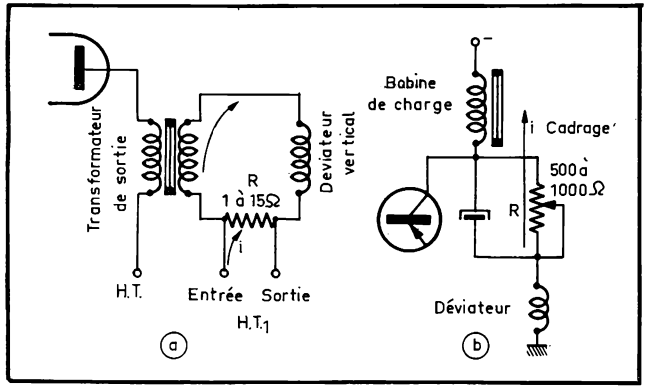


Fig. 26-16. — Le cadrage électrique de l'image est obtenu en alimentant les bobines de déviation par un courant continu.

Le montage *a* emploie une résistance faible par rapport à la résistance du déviateur et du secondaire du transformateur; elle est en série avec le circuit d'alimentation générale, de sorte qu'elle est traversée par un courant i élevé, de plusieurs centaines de milliampères. Le courant i' est faible. Pour fixer les idées : si R = 3 Ω, la résistance du déviateur de 30 Ω, le courant total i étant de 300 mA, on a $i' = 30$ mA. Le fonctionnement du montage *b* est assez évident : la résistance R permet de régler l'intensité du courant traversant le déviateur et, par suite, le cadrage.

1-3-2. — *Limitation des surtensions*

Nous n'avons jusqu'à présent tenu compte que de la période d'aller du balayage. Or, on sait que le temps de retour est beaucoup plus bref que celui de l'aller, de sorte que le déviateur se comporte maintenant comme une inductance plutôt que comme une résistance. Il apparaît, par conséquent, une surtension donnée par la relation

$$v = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}.$$

Supposons que le coefficient de self-induction du primaire du transformateur soit de 20 H, le courant de 100 mA et la durée du retour fixée à 1 ms. La surtension est alors

$$v = 20 \times \frac{0{,}1}{10^{-3}} = 2000 \text{ V}.$$

Il est évident que de telles surtensions ne sont pas sans danger pour la vie du transformateur et du tube utilisés. Avec les montages transistorisés, on

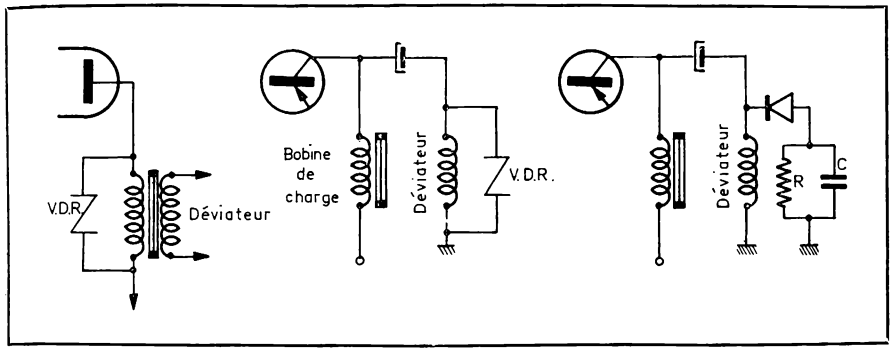


Fig. 26-17. — Les surtensions apparaissant lors du retour de trame peuvent être absorbées par un élément V.D.R. ou une cellule à résistance-capacité associée à une diode.

trouve des surtensions moindres, de l'ordre d'une centaine de volts, qui, elles aussi, risquent d'être dangereuses pour le transistor. Il importe donc de limiter ces surtensions et l'on y parviendra en utilisant des varistances ou V.D.R. (*voltage dependent resistor*), composants présentant une résistance qui est fonction de la tension appliquée à leurs bornes. Elevée pour les faibles tensions, la valeur d'une V.D.R. diminue rapidement à mesure que la tension à ses bornes augmente. Ainsi, pendant l'aller du balayage, la varistance n'a pratiquement pas d'influence sur le comportement de l'étage, tandis qu'au retour, lorsque la tension tend à augmenter, la résistance de la V.D.R. diminue et dissipe l'énergie emmagasinée dans le transformateur ou le déviateur. Le choix de la varistance est déterminé par ses possibilités de dissipation en puissance et sa tenue en tension.

Dans la figure 26-17 nous avons montré quelques exemples de montages pour la limitation en tension. Nous y avons fait figurer également un schéma qui utilise une diode et un réseau RC, dont la constante de temps est égale au temps de retour et qui absorbe ainsi l'énergie emmagasinée dans le déviateur.

1-3-3. — *Stabilisation de la hauteur d'image*

La hauteur de l'image varie lorsque l'amplitude crête à crête du courant en dents de scie fourni au déviateur trames est elle-même variable. Ce phénomène peut avoir plusieurs causes : vieillissement des composants; variation de la tension d'alimentation; variation de la résistance du déviateur en fonction de la température.

A part le remplacement de l'élément hors d'usage, lorsque le phénomène, qui se traduit généralement par un rétrécissement vertical de l'image, devient trop marqué, on ne voit guère de remèdes lorsqu'il s'agit d'un vieillissement.

Mais pour combattre l'influence des variations des tensions d'alimentation, plusieurs possibilités nous sont offertes. D'abord, on peut alimenter l'oscillateur de relaxation à partir d'une tension fournie par le transformateur de sortie lignes (on l'appelle *haute tension récupérée*), de l'ordre de 800 V, voire plus. Elle suit pratiquement les variations de la tension du secteur, de sorte que si l'on alimente l'oscillateur bloqué à partir d'un réseau diviseur connecté d'une part à la H.T. récupérée, et d'autre part à la H.T. redressée classiquement, la tension appliquée à l'oscillateur reste constante.

Le schéma et le graphique de la figure 26-18 le montrent d'ailleurs fort bien. En effet, on voit sur ce graphique que la H.T. récupérée est pratiquement parallèle à la H.T. du récepteur lors des variations de la tension du secteur, de sorte que la différence entre les deux reste à peu près constante.

En fait, le montage le plus couramment rencontré est celui représenté en *c* de la même figure. Ici la H.T. récupérée est appliquée sur l'anode de l'oscillateur bloqué et la H.T. du récepteur sur la cathode. Cette disposition présente cependant un inconvénient du fait que la cathode se trouve portée à un potentiel élevé par rapport au filament (de l'ordre de 150 à 200 V), mais les tubes actuels possèdent généralement un isolement suffisant. Cette méthode de stabilisation n'est appliquée que dans les montages à tubes.

On peut également stabiliser le courant de sortie grâce à un ou plusieurs réseaux de contre-réaction, et c'est ce que l'on fait dans les montages à transistors. On verra d'ailleurs que l'alimentation des récepteurs transistorisés est pratiquement toujours régulée, de sorte que les variations de la tension du réseau ne se répercutent pas sur les dimensions de l'image.

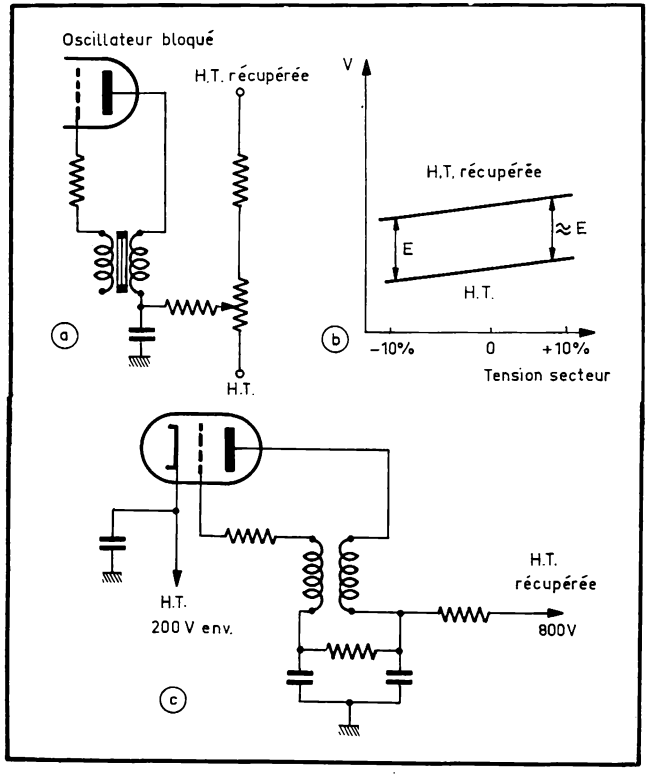


Fig. 26-18. — La stabilisation de la hauteur d'image, en dépit des variations de la tension d'alimentation, est obtenue par un montage procurant une tension d'anode constante par rapport à la cathode alimentée en **d** comme en **c** par le + H.T.

Il reste à stabiliser la hauteur de l'image en présence des variations de la résistance du déviateur. En effet, après une certaine période de fonctionnement, la température du déviateur augmente, par effet Joule notamment, de sorte que sa résistance augmente elle aussi. Tout se passe alors comme si on ajoutait une résistance en série à la résistance propre du déviateur, et il s'ensuit une diminution de la hauteur de l'image. L'effet est d'autant plus marqué que l'angle de déviation est plus grand, parce que la puissance de

balayage nécessaire est alors elle-même plus élevée. Pour fixer les idées, précisons que la température d'un déviateur peut atteindre, et même dépasser, 80 °C dans le cas des téléviseurs à tubes noir-blanc.

Pour éliminer ce phénomène gênant, on emploie le plus souvent une résistance C.T.N., qu'on appelle également *thermistance,* et que l'on insère en série dans le circuit du déviateur. Une résistance C.T.N. est un élément à coefficient de température négatif, ce qui veut dire que sa résistance décroît lorsque sa température augmente. Le montage classique est celui de la figure 26-19. En pratique, la thermistance est collée sur le déviateur de façon qu'elle subisse les mêmes variations de température que celui-ci.

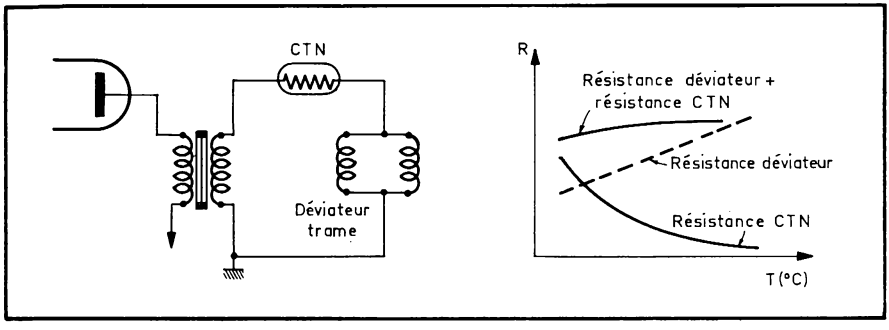


Fig. 26-19. — La stabilisation de la hauteur d'image, en dépit des variations de résistance dues à l'échauffement du déviateur, est réalisée par une résistance C.T.N.

Le choix de la thermistance est simple, car on conçoit qu'elle doit perturber le moins possible le comportement et le rendement de l'étage de sortie. Sa résistance doit donc être faible, de l'ordre de quelques ohms seulement. Nous avons complété la figure 26-19 par un graphique qui montre l'effet d'une telle thermistance sur le comportement du déviateur.

2. — Réalisations pratiques

Nous allons compléter l'étude de la base de temps verticale par l'analyse de deux schémas.

2-1. — *BASE DE TEMPS TRAMES A TRANSISTORS*

Un schéma assez classique de base de temps trames à transistors est représenté dans la figure 26-20. Il est tiré d'un téléviseur portatif (tube de 28 cm) qui était réalisé par Pizon-Bros.

Ici aussi nous avons représenté les étages de séparation et de tri, qui utilisent trois transistors (AC 125, AC 130 et AC 125). Les oscillogrammes s'y rapportant ont été reproduits.

La base de temps proprement dite utilise quatre transistors : un AC 125 comme oscillateur bloqué; un AC 128 comme interrupteur commandé par les impulsions produites grâce à l'oscillateur (oscillogramme *h*); un autre AC 128 utilisé comme adaptateur d'impédances; enfin un AD 149 pour l'étage de puissance, monté sur radiateur. La liaison entre le déviateur et le transistor de sortie se fait par un autotransformateur et la composante continue est bloquée grâce à un condensateur de 1000 μF (valeur classique). Notons

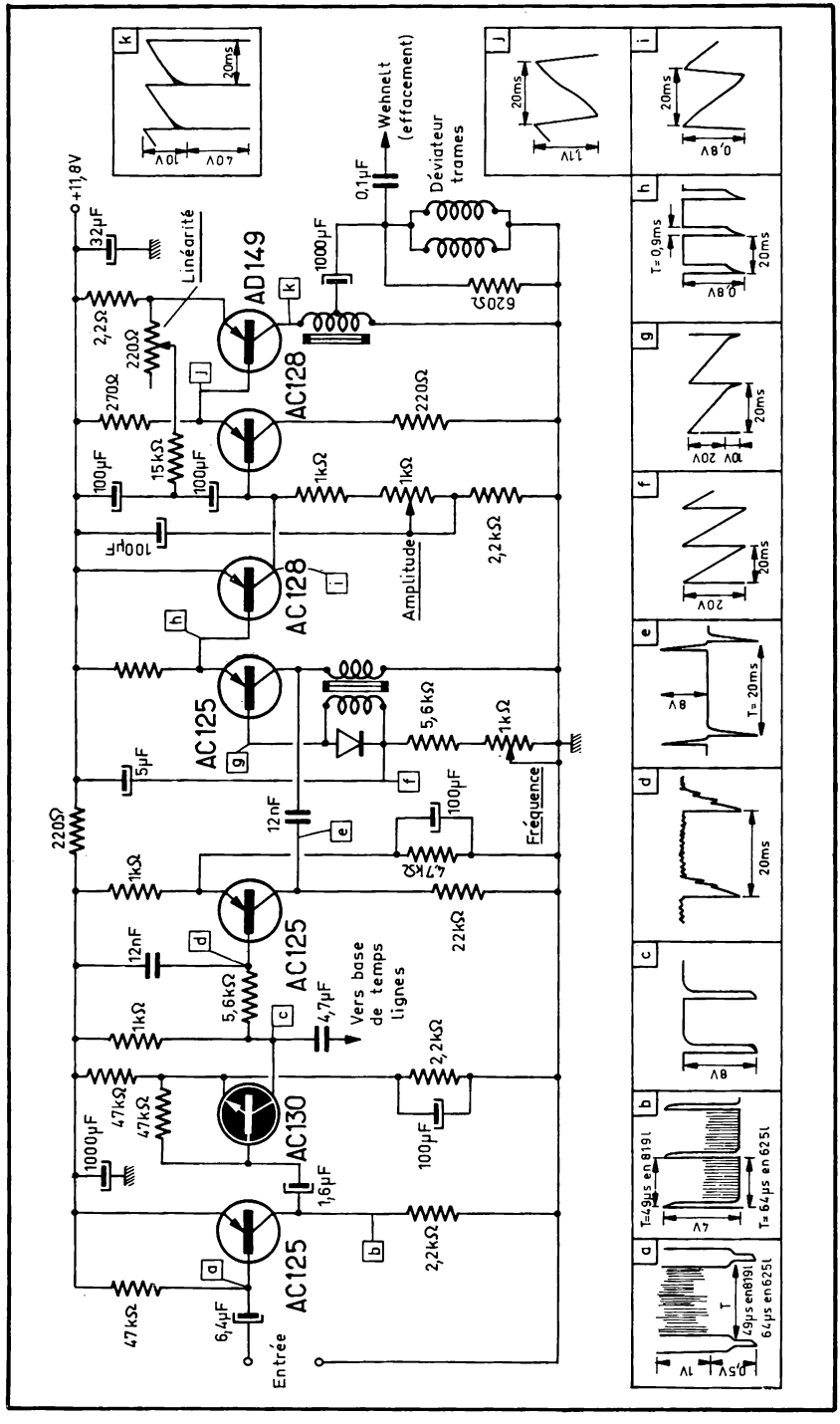


Fig. 26-20. — Schéma d'une base de temps verticale à transistors.
(L'oscillogramme j est de même sens que i contrairement à ce qui est indiqué dans la figure).

qu'il n'y a pas de V.D.R., une simple résistance de 620 Ω suffisant à absorber ici les surtensions provoquées lors du retour (oscillogramme *k*).

Un dispositif de correction de la linéarité est prévu entre le transistor de sortie et l'entrée de l'adaptateur, dispositif classique à contre-réaction d'intensité. On peut voir sur l'oscillogramme *j* la forme de la tension d'attaque du transistor de sortie. Elle a une légère courbure en S qui apparaît déjà dans l'oscillogramme *i*.

2-2. — *BASE DE TEMPS TRAMES POUR TVC.*

Fondamentalement, les schémas des bases de temps trames des téléviseurs trichromes ne diffèrent pas beaucoup de ceux exploités en noir et blanc : l'étage de sortie fournit une puissance plus élevée (de l'ordre de 40 %); des circuits de correction supplémentaires sont prévus pour assurer la convergence des faisceaux et rattraper les inévitables dispersions des caractéristiques du tube-image et du déviateur. En pratique cependant, on aboutit à des schémas relativement complexes — en particulier quand ils sont transistorisés pour assurer une excellente stabilité d'image, protéger les circuits contre les surintensités (protection des transistors de sortie), etc.

L'exemple de réalisation que nous avons retenu est dû à *La Radiotechnique* (R.T.C.) qui a conçu ce montage pour commander le système 20 AX, dans lequel le déviateur a été étudié spécialement pour s'adapter au tube trichrome (110°, canons co-planaires) ce qui donne un ensemble à *convergence automatique intrinsèque*. Le schéma est celui de la figure 26-21.

L'oscillateur est synchronisé par une impulsion de 12 V alignée sur le zéro grâce à un circuit de clamp comprenant entre autres la diode D_1. On remarquera l'effet différentiateur de C_1 sur l'oscillogramme relevé au point commun de R_1-C_1. La constante de temps de ce réseau est relativement faible ($\simeq$ 40 ms) de sorte que la tension de base de T_2 revient à sa valeur nominale en un temps très court si les impulsions de synchronisation disparaissent. L'oscillateur fonctionne alors à sa fréquence nominale, ajustée par R_3, ce qui évite le défilement de l'image.

La linéarité est ajustée grâce à R_{12} et l'amplitude grâce à R_{13} d'où les signaux de balayage sont transmis à T_4. A noter que ceux-ci sont pris, avant linéarisation, au point milieu d'un diviseur capacitif constitué par C_3 et C_4.

Le transistor T_4 constitue le premier maillon de la chaîne amplificatrice, qui fonctionne en classe B. Le collecteur de ce transistor est alimenté par les impulsions de retour lignes (redressées par D_2 et filtrées par C_8) ce qui fournit un courant supplémentaire dans le collecteur, augmentant ainsi le courant I_c et la pente du transistor.

L'ensemble du montage résulte de compromis assez délicats à obtenir entre les diverses valeurs des composants afin d'assurer la protection des transistors de sortie, la correction en « S » (d'assez faible amplitude), le gain suffisant de l'amplificateur, etc. Le concepteur du circuit explique son choix de la façon suivante.

Pour ne pas affecter le courant en dent de scie lors des variations d'impédance de la charge, une forte contre-réaction négative a été prévue, et obtenue par R_2. Ainsi, la bobine de déviation peut être court-circuitée sans provoquer la destruction des transistors de sortie. La dissipation des 2 N 3055 augmentant puisque la tension alternative de sortie est alors pratiquement nulle, il est nécessaire de monter ces transistors sur des dissipateurs aux dimensions relativement grandes.

La capacité de liaison C_{13}, utilisée également pour la correction en S, doit être de valeur relativement importante (1500 μF) puisque le déviateur du 20 AX ne nécessite qu'une faible correction mais que l'on ne peut augmenter la

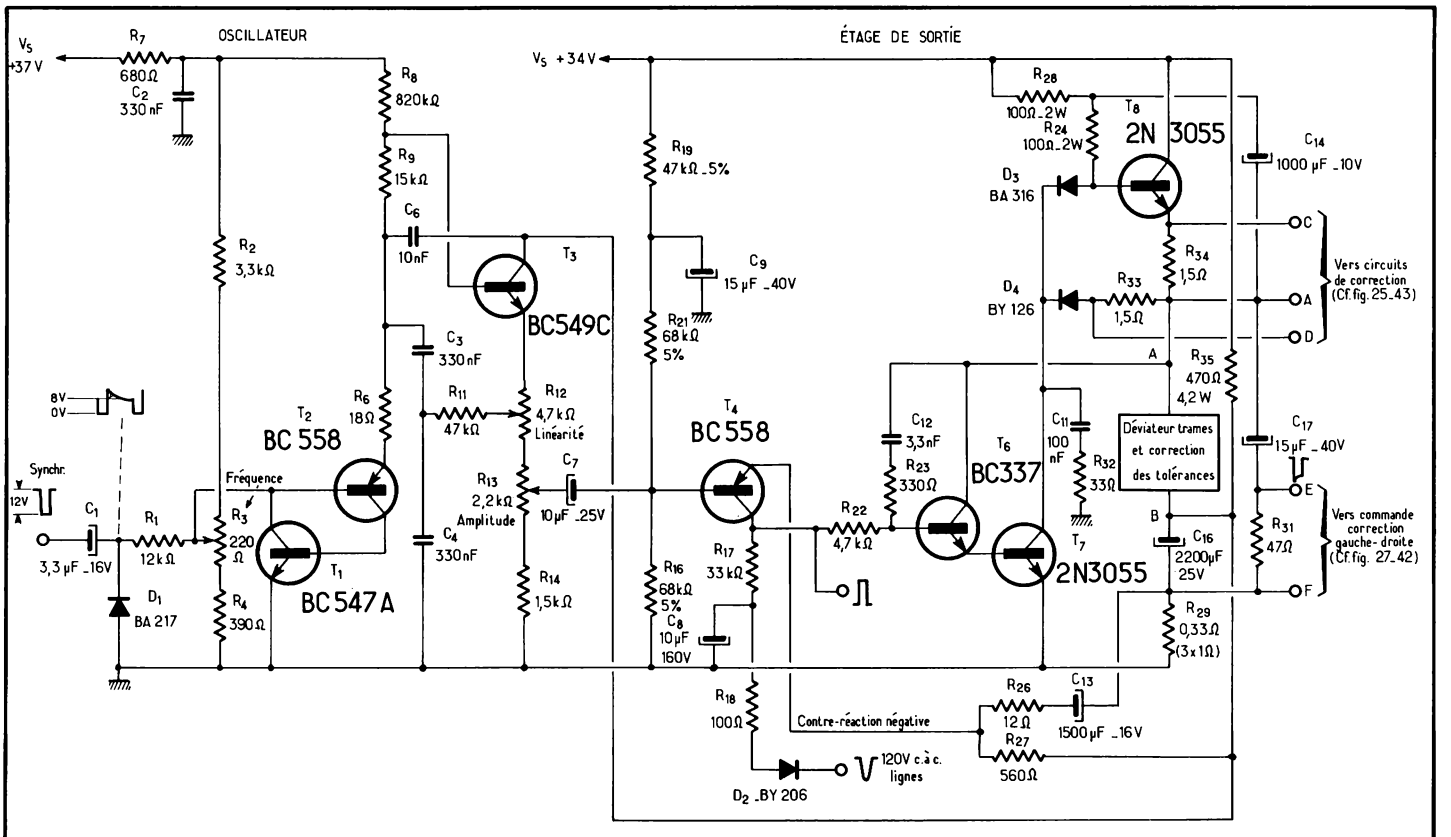


Fig. 26-21. — Schéma pratique d'une base de temps trames pour T.V.C. réalisée avec des transistors uniquement.

valeur de la constante de temps du circuit C_{13} (R_{26} + R_{27}) qu'en jouant sur C_{13}. En effet, si l'on augmente R_{26}, le gain de l'amplificateur décroît (résistance de contre-réaction d'émetteur de T_4) et la linéarité s'en ressent. Si l'on augmente R_{27}, des sautillements d'image peuvent se produire, le rapport R_{26} à R_{27} n'étant plus convenable.

Le sautillement d'image (oscillation verticale momentanée de l'image due aux brusques changements d'amplitude ou de fréquence de balayage de trames) est lié à une pointe dans la réponse aux basses fréquences (inférieures à 50 Hz) de l'amplificateur de sortie. Cette pointe est due à une rotation de phase dans la boucle de contre-réaction provoquée par les condensateurs de liaison C_{16} et C_{13} qui fait diminuer le taux de contre-réaction aux très basses fréquences.

La résistance R_{26} sert à augmenter le taux de contre-réaction à ces fréquences, ce qui supprime la pointe de la courbe de réponse et par conséquent évite le sautillement d'image.

En outre, la tension parabolique aux bornes de R_{26}, issue de la tension parabolique présente aux bornes de C_{16}, est aussi appliquée au circuit de contre-réaction et doit donc être compensée. La valeur de C_{16} et, par conséquent, la composante parabolique de la tension de contre-réaction varient avec la température; il est donc impossible d'appliquer une précorrection parabolique fixe au signal d'entrée. La solution consiste à utiliser une partie de la tension parabolique présente aux bornes de C_{16}, ce qui est réalisé en reliant le point B au circuit de l'oscillateur (T_1 et T_2) par C_6.

La tension aux bornes de R_{26} peut être exactement compensée par le choix convenable de la valeur de C_6 et la linéarité du courant de déviation est indépendante des variations de température. L'amortissement dû à R_{26} (dans la boucle de contre-réaction négative de l'amplificateur de sortie) n'est pas éliminé par la contre-réaction positive de C_6. Il est dû à l'action du « clamp » que constituent T_1 et T_2 de l'oscillateur, qui empêche les fréquences inférieures à 50 Hz d'être transmises à la base de T_3.

La tension d'alimentation de 34 V étant supérieure au V_{CEO} de T_3, le collecteur de ce transistor est connecté à la tension plus basse disponible au point B.

Les éléments en série C_{17}-R_{31} constituent un réseau d'amortissement et l'impulsion négative présente à leur point commun est utilisée pour le circuit de commande G-D. Une impulsion positive est présente sur le collecteur de T_4 qui est saturé pendant la période de retour de trames.

CHAPITRE 27

BASE DE TEMPS HORIZONTALE

La base de temps horizontale a pour mission d'assurer le déplacement, par l'intermédiaire des bobines de déviation lignes, du ou des faisceaux (dans le cas des tubes trichromes) ligne par ligne, et de gauche à droite pendant le temps d'aller où le faisceau est modulé par les signaux vidéo. Pendant le temps de retour, le faisceau est en principe « coupé », bien qu'on ne prévoit pas toujours des dispositifs d'effacement pour les retours de lignes, comme on le fait pour les retours de trames.

Si l'on consulte les normes d'émission, on constate que les temps d'aller et de retour de lignes sont beaucoup plus courts que ceux du balayage vertical. En 819 lignes, le temps global d'une ligne est de 49 µs environ; en 625 lignes, de 64 µs. Le temps de retour entre pour 20 % environ dans ces durées, ce qui veut dire qu'il est compris entre 9 et 12 µs environ. On a déjà vu que le comportement des bobines de déviation lignes est, de ce fait, très différent de celui des bobines de déviation trames, lesquelles sont assimilables à une résistance pendant le temps d'aller. Les bobines de déviation lignes se comportent, quant à elles, comme des inductances (cf. *chap. 25, § 3-1).*

Une deuxième différence apparaît entre les bases de temps verticale et horizontale : le temps d'exploration lignes peut varier dans des proportions non négligeables entre les diverses normes d'émission. En conséquence, il faudra prévoir des commutations dans la base de temps horizontale pour passer d'une norme à l'autre, dans le cas de récepteurs multinormes.

Une troisième différence peut être relevée, qui porte sur le mode de synchronisation. En effet, une légère erreur de synchronisation dans la base de temps lignes peut se traduire par des déchirures de l'image dans le sens horizontal, alors que la même erreur de synchronisation dans la base de temps verticale n'a pratiquement aucun effet. Il est donc nécessaire de prévoir des circuits de synchronisation extrêmement précis pour les lignes, et cela conduit à adopter des dispositifs particuliers, à commande progressive. Sans trop anticiper, disons que l'on comparera les impulsions produites par le retour de lignes aux impulsions en provenance de l'étage séparateur, le signal résultant de cette comparaison commandant l'oscillateur de relaxation.

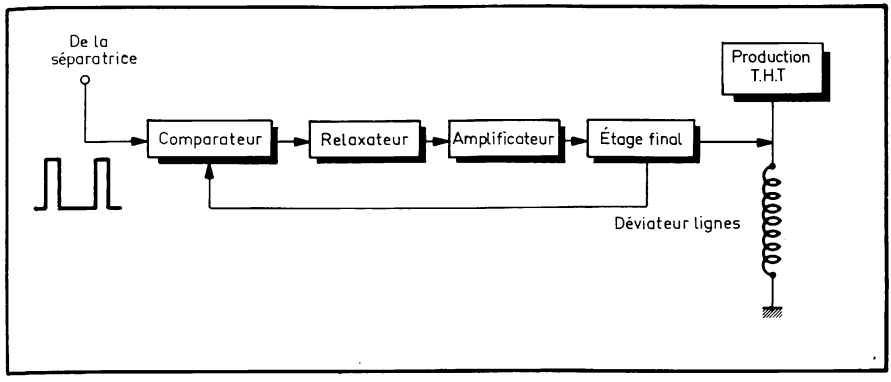


Fig. 27-1. — Schéma synoptique de la base de temps horizontale. L'étage amplificateur est facultatif, notamment dans les montages à tubes.

Enfin, on profitera des surtensions produites lors du retour de lignes pour réaliser l'alimentation T.H.T. (très haute tension) nécessaire au tube-images. Le problème est d'ailleurs différent, du fait des puissances en jeu, suivant que le téléviseur est un modèle achrome ou trichrome.

Ainsi le schéma synoptique d'une base de temps lignes peut être établi comme l'indique la figure 27-1.

1. — L'étage de sortie

Le fait que les bobines de déviation lignes se comportent comme une inductance pendant le temps d'aller du faisceau conduit à les commander différemment par rapport aux bobines de déviation trames. En effet, on sait que le courant dans une inductance ne s'établit pas instantanément à la fermeture du circuit, mais suit une loi exponentielle

$$i = \frac{E}{R}\,(1 - e^{Rt/L}) \,.$$

Mais, si l'on applique une tension croissant linéairement à une inductance, le courant qui la traverse reste constant. Le courant dans une inductance peut varier en dents de scie, si on lui applique des tensions en créneaux rectangulaires, dont la fréquence de récurrence est faible par rapport à la constante de temps propre de l'inductance. C'est ce phénomène que l'on va mettre à profit.

1-1. — *PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DE L'ÉTAGE DE SORTIE*

Le schéma équivalent d'une bobine de déviation lignes peut être représenté comme l'indique la figure 27-2, où l'on voit que l'inductance est en série avec une résistance qui est la résistance propre de la bobine, le tout étant shunté par un condensateur C représentant la capacité répartie. On reconnaît le classique circuit oscillant, qui est ici alimenté par une source de tension continue E mise en service par un interrupteur.

La capacité répartie et la résistance sont de faible valeur; l'élément prédominant est l'inductance, de sorte qu'à la fermeture de l'interrupteur (temps t_0 de la figure 27-3) le condensateur se charge instantanément à la tension E et un courant i traverse l'inductance. Le courant croît exponentiellement, mais on sait que la première partie de cette fonction est assimilable à une fonction linéaire.

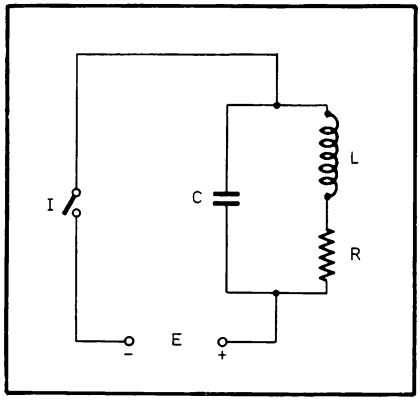


Fig. 27-2. — Schéma équivalent d'un déviateur ligne. Pour que le courant dans L soit croissant linéairement, il faut que la tension à ses bornes soit constante.

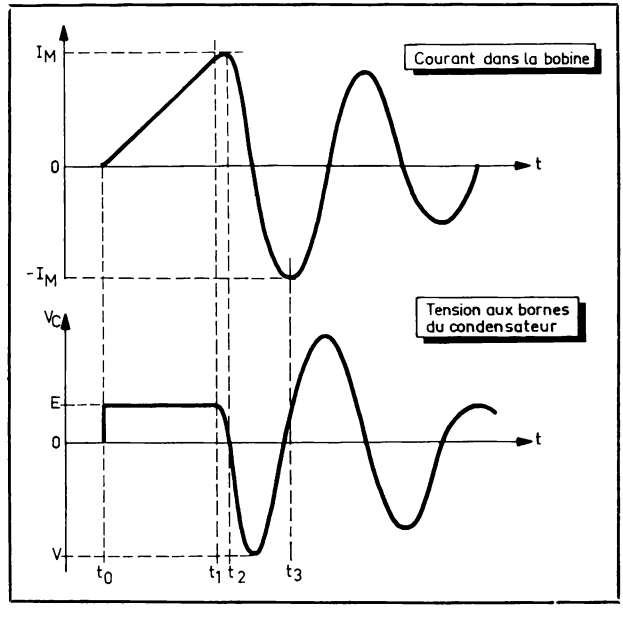


Fig. 27-3. — A partir de l'instant t_1 (ouverture de l'interrupteur) l'ensemble de déviation entre en oscillations libres. Remarquons qu'au temps t_1, le courant dans la bobine est légèrement inférieur à celui au temps t_2.

Au bout d'un temps t_1, on ouvre l'interrupteur. L'énergie emmagasinée dans la bobine a pour valeur

$$W = \frac{1}{2} L I^2_m ,$$

où I_m est le courant dans la bobine au temps t_1. Le condensateur est chargé ($Q = C E$), mais cette charge est faible, car la valeur de C l'est également.

Il se décharge dans la bobine — ce qui du reste fait croître légèrement l'intensité dans celle-ci — et quand il est complètement déchargé (temps t_2) la bobine lui retransmet l'énergie qu'elle a emmagasinée. Il se produit un phénomène d'oscillation bien connu, le condensateur transférant l'énergie à la bobine qui la lui restitue, et une certaine perte due à la résistance se produisant à chaque échange (oscillations amorties). La période propre T du circuit est donnée par la formule de Thomson ($T = 2\pi\sqrt{LC}$). Mais en fait, les oscillations propres du circuit ne nous intéressent que médiocrement, car nous voulons obtenir un courant en dents de scie dans la bobine avec un temps de retour très bref.

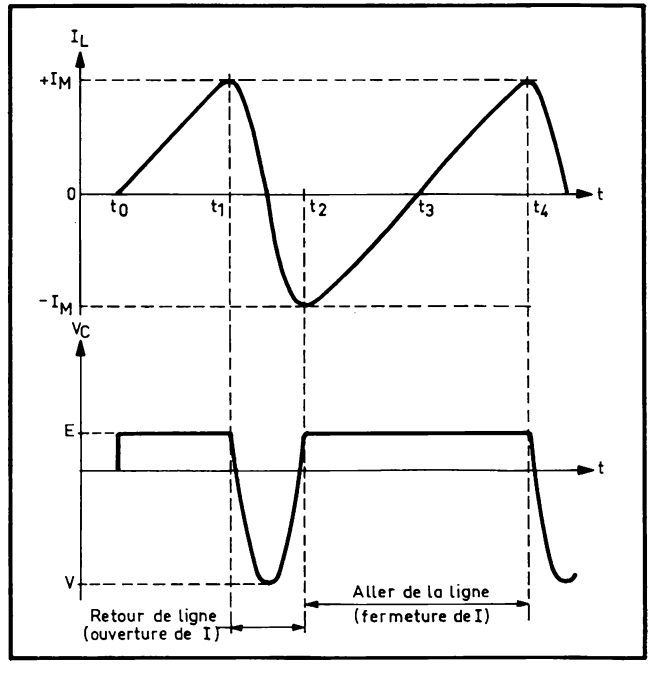


Fig. 27-4. — Forme du courant dans la bobine et de la tension aux bornes de la capacité répartie pendant le retour et l'aller de la ligne.

Si nous observons ce qui se passe dans l'intervalle t_0-t_3, on voit que le courant dans la bobine a augmenté, à peu près linéairement, entre 0 et $+ I_M$, puis a décru pendant l'intervalle t_2-t_3 jusqu'à une valeur $- I_M$ ($I_M = I_m$, pratiquement, de sorte qu'on ne tiendra compte que de I_M). Or, nous savons que le courant de déviation doit varier justement entre $- I_M$ et $+ I_M$ en passant au temps intermédiaire par zéro. Si donc nous refermons l'interrupteur au temps t_3 (fig. 27-3), le condensateur étant chargé, l'inductance va restituer l'énergie emmagasinée à la source E, jusqu'au moment où son courant deviendra nul. Le cycle reprend alors comme au temps t_0, c'est-à-dire que le courant dans la bobine croît jusqu'à $+ I_M$. Puis à l'instant où l'interrupteur est à nouveau ouvert, le courant décroît brusquement jusqu'à $- I_M$. Le processus est illustré dans la figure 27-4, dans laquelle on a dessiné la forme du courant dans l'inductance, et celle de la tension aux bornes du condensateur.

Dans cette figure, l'interrupteur est fermé à l'instant t_2 correspondant à t_3 de la figure 27-3. Pendant l'intervalle t_2-t_3 la bobine se décharge, et pendant

t_3-t_4 elle emmagasine de l'énergie. La forme d'onde pendant les intervalles t_2-t_3 et t_3-t_4 est forcément la même, puisque le courant de charge et celui de décharge empruntent le même chemin — mais en sens inverse — et rencontrent par conséquent les mêmes « difficultés ».

Il convient de signaler un autre phénomène remarquable. La tension aux bornes du condensateur lors du retour de lignes est beaucoup plus élevée que celle de la source. Cela se conçoit intuitivement, car on récupère en un temps bref l'énergie que l'on avait fournie pendant un temps plus long. On peut d'ailleurs le démontrer assez simplement, si nous admettons que le circuit est sans perte.

Le courant i dans la bobine varie linéairement en fonction du temps, donc

$$i = \frac{E}{L} t.$$

Pendant le temps t_0-t_1, c'est-à-dire la moitié du temps d'aller T_a, le courant a varié de zéro à I_M, d'où

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot \frac{T_a}{2} \quad \text{et} \quad T_a = 2 \frac{L I_M}{E} \tag{1}$$

D'autre part, puisque le circuit est théoriquement parfait, les énergies accumulées alternativement par le condensateur et la bobine sont égales, d'où

$$W = \frac{1}{2} L I_M^2 = \frac{1}{2} C V^2$$

et par suite

$$V = I_M \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2}$$

Enfin, le temps de retour T_r est égal à la demi-période d'oscillation du circuit, soit

$$T_r = \pi \sqrt{L C}.$$

En exprimant, dans (1), I_M en fonction de T_a et de E, et en portant la valeur trouvée dans (2), on obtient

$$V = \frac{T_a}{2 L} \sqrt{\frac{L}{C}} = E \frac{T_a}{2 \sqrt{L C}}.$$

En exprimant $\sqrt{L C}$ en fonction de T_r, cette relation devient

$$V = E \frac{T_a}{T_r} \times \frac{\pi}{2}.$$

En adoptant les valeurs classiques ($T_a = 40$ µs et $T_r = 9$ µs), on constate que la tension aux bornes du condensateur est près de sept fois plus élevée que la tension de la source.

Remarquons que dans le cas de circuits théoriquement parfaits (c'est-à-dire source de tension à résistance interne nulle, bobine et condensateur parfaits), il n'y a aucune perte, car l'inductance restitue à la source la totalité de l'énergie emmagasinée, pendant la période où le courant qui la traverse est négatif (temps t_2-t_3 de la figure 27-4). En pratique, il se produit toujours une certaine perte. D'autre part, il est évident que l'interrupteur doit être remplacé par une commutation électronique à tube ou à transistor.

1-2. — *RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE*

La commutation devrait être réalisée par un dispositif qui se laisse traverser dans les deux sens. Certains transistors dits symétriques peuvent fonctionner ainsi, mais pour diverses raisons (rendement moins bon, imprécision du débloquage...) on n'utilise pas cette propriété. Les temps de coupure doivent être très précis et correspondre à la demi-période d'oscillation propre du déviateur (soit $\pi \sqrt{L\,C}$), ce qui n'est pas facilement réalisable avec ces modèles de transistors.

Quant aux tubes, on sait qu'ils ne sont conducteurs que dans un seul sens, ce qui ne correspond pas à la définition d'un interrupteur.

Ainsi, et bien que ce soit pour des raisons différentes, on est conduit à adopter des schémas dont le principe de fonctionnement est analogue, que le dispositif interrupteur soit à tubes ou à transistors.

1-2-1. — *Montage à diode de récupération parallèle*

Le schéma fondamental est celui de la figure 27-5, dans lequel la commutation est assurée par une triode et une diode.

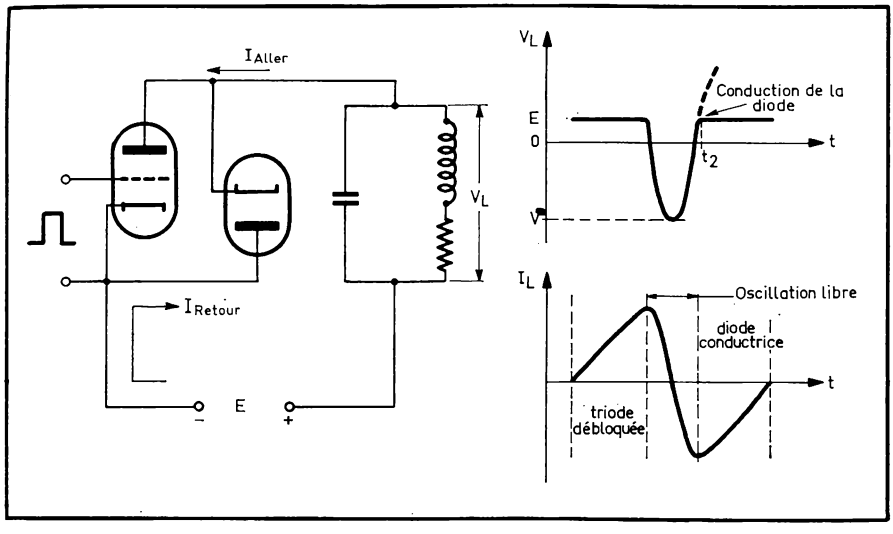


Fig. 27-5. — Schéma de principe du montage à diode de récupération parallèle.

En l'absence de signaux à l'entrée, la triode est bloquée, car son point de fonctionnement est fixé au-delà du « cut-off ». La diode est polarisée en inverse; elle n'est donc pas conductrice.

Appliquons maintenant sur la grille de la triode un signal rectangulaire tel qu'il rende la triode conductrice. Il s'établit un courant d'anode qui, étant donné la charge inductive, croît linéairement. La diode n'est toujours pas conductrice, puisque son anode est au potentiel négatif.

Lorsque le signal sur la grille disparaît, la triode est brusquement bloquée. Nous sommes alors au temps t_1 où l'ensemble de déviation entre en oscillation libre. Le courant dans l'inductance diminue; la tension aux bornes de l'ensemble de déviation décroît, atteint la valeur V, puis augmente à nouveau jusqu'à devenir égale (plus précisément légèrement supérieure) à la tension

de la source au temps t_2. La diode devient alors conductrice et ferme le circuit, de sorte que l'énergie emmagasinée dans la bobine peut être restituée à la source d'alimentation.

On a donc récupéré l'énergie (ou tout au moins une grande partie de celle-ci, car le circuit réel n'est pas sans pertes), d'où le nom que l'on donne à la diode : « diode de récupération ».

L'homologue transistorisé de ce montage est celui de la figure 27-6. Il fonctionne dans les grandes lignes de la même façon que le montage analysé ci-dessus.

Les réalisations pratiques sont légèrement différentes, car les chutes de tension provoquées lors de la conduction de l'élément actif ou de la diode

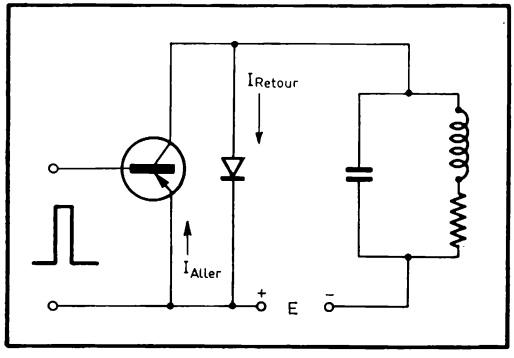


Fig. 27-6. — Schéma théorique du montage à diode de récupération parallèle associé à un transistor.

sont inégales comme le montrent les graphiques de la figure 27-7, où nous avons représenté la caractéristique $i_c = f\,(V_{CE})$ d'un transistor. Afin d'égaliser ces chutes de tension, il faut intercaler une source supplémentaire entre l'anode de la diode et l'électrode commune de l'élément actif, suivant le schéma représenté en *b* de la même figure (ici l'électrode commune est l'émetteur). On pourra encore égaliser ces chutes de tension à l'aide du montage de la figure *c*, où la diode est connectée à un potentiel plus élevé que celui du collecteur du transistor, la prise étant faite sur un autotransformateur, ce qui permet, d'autre part, d'adapter les impédances en jeu.

1-2-2. — *Montage à diode de récupération série*

Il faut remarquer que le fait de restituer à la source l'énergie emmagasinée dans la bobine n'a pas, en soi, un grand intérêt, à partir du moment où l'on peut utiliser cette énergie d'une autre façon.

La haute tension disponible dans le récepteur, et particulièrement dans les récepteurs à transistors, n'est pas suffisamment élevée pour créer le courant nécessaire dans les bobines de déviation. Le courant dans ces bobines étant fonction, d'une part, de la tension appliquée et du temps d'aller, et d'autre part, inversement proportionnel à l'inductance, comme nous l'avons vu un peu plus haut, il en découle que si l'on peut faire fonctionner l'ensemble avec une tension plus élevée, l'intensité sera plus grande. Le temps d'aller étant imposé par les normes des émissions, et l'inductance ne pouvant pas être inférieure à une certaine valeur, on voit l'intérêt d'augmenter la tension d'alimentation.

A cette fin, on peut réaliser le montage de la figure 27-8 qui diffère du précédent par l'interposition entre la source et le déviateur d'un condensateur, dit « condensateur réservoir ». Ce condensateur est chargé pendant

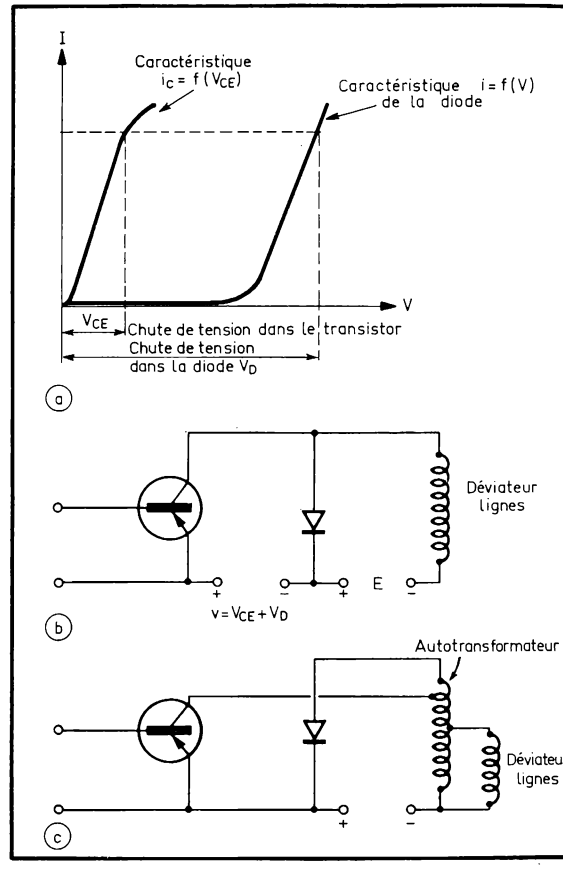


Fig. 27-7. — Du fait des différences des caractéristiques (**a**) il est nécessaire d'égaliser les chutes de tension, ce qu'on fera grâce à une source de tension supplémentaire (**b**) ou en utilisant un autotransformateur (**c**).

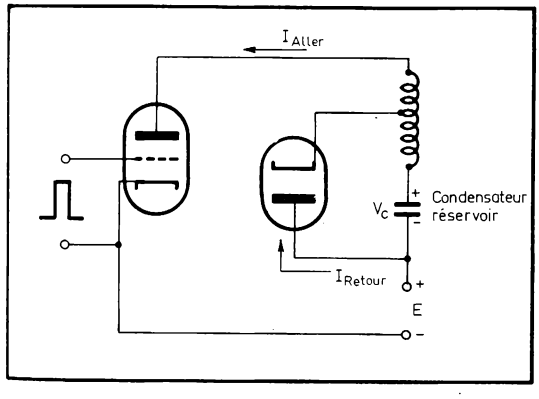


Fig. 27-8. — Schéma de principe du montage à diode de récupération parallèle.

le retour à une tension V_c, qui s'ajoute à la tension d'alimentation E, de sorte que l'anode de la triode est portée à un potentiel $(V_c + E)$. La cathode de la diode est connectée à un point dont le potentiel est voisin de celui de son anode lors de la conduction de la triode. Ce point se situe quelque part

sur l'inductance et il est variable suivant la valeur de C. Ainsi, la diode ne deviendra conductrice que lorsque son potentiel d'anode sera plus élevé que celui de sa cathode, ce qui se produit au retour, lorsque le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale.

Bien entendu, l'inductance de la figure 27-8 est en réalité un autotransformateur qui alimente les bobines de déviation, puisqu'il ne serait pas pratique de prévoir une prise sur le déviateur lui-même. L'utilisation d'un autotransformateur soulève, d'ailleurs, quelques difficultés, car son inductance empêche que le courant de retour s'établisse instantanément dans la diode. Le circuit de déviation pourrait alors entrer en oscillation spontanée, au grand dam de l'image.

Afin d'éviter ces oscillations parasites, on utilise quelquefois deux diodes, l'une montée en récupération série, ce qui permet d'élever la tension comme nous le recherchons, et une seconde montée en parallèle, selon le schéma de

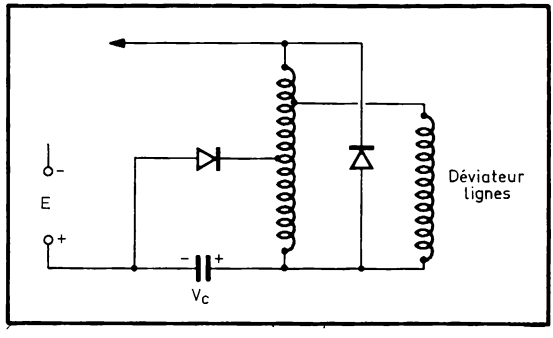


Fig. 27-9. — Montage permettant d'éviter les oscillations parasites dues à l'emploi de l'autotransformateur de liaison entre l'élément interrupteur et le déviateur.

la figure 27-9. On peut encore rendre la diode conductrice pendant tout le temps d'aller du balayage. C'est la solution qui est généralement adoptée et nous l'étudierons en détail un peu plus loin.

1-3. — *DISPOSITIFS DE CORRECTION*

Jusqu'à présent nous n'avons pas tenu compte de la résistance du déviateur, qui intervient dans le fonctionnement de l'étage de sortie et détruit la linéarité de l'image.

D'autre part, on se souvient qu'à cause de la quasi-planéité de l'écran, il se produit une distorsion géométrique de l'image et qu'il faut donner au courant de balayage une légère forme en S afin de la compenser.

C'est essentiellement à ces deux modes de correction que nous allons maintenant nous intéresser.

1-3-1. — *Bobine de linéarisation*

La résistance propre du déviateur, bien qu'elle soit faible (quelques ohms), intervient néanmoins dans le comportement de celui-ci, car les intensités mises en jeu sont importantes, particulièrement avec les montages transistorisés.

En effet, cette résistance provoque une chute de tension aux bornes de la bobine qui s'ajoute à la tension de la source E, ou s'en retranche, selon le sens du courant traversant la bobine.

Lorsque la source débite (demi-période de l'aller), la tension aux bornes

de la bobine est $v_L = E - Ri_1$; puis, lorsque la bobine devient un générateur, la tension à ses bornes est $v'_L = E + Ri_2$. Ainsi, comme le montre le graphique de la figure 27-10, la tension aux bornes de l'inductance ne reste pas constante, ce qui affecte la forme de la dent de scie, puisqu'on sait que la tension aux bornes de la bobine doit être constante si l'on veut que le courant varie en dent de scie. Du fait de cette chute de tension aux bornes du déviateur, le courant dans celui-ci a une variation légèrement exponentielle, ce qui se traduit par un tassement de la partie droite de l'image. On appelle quelquefois ce phénomène « distorsion en C ».

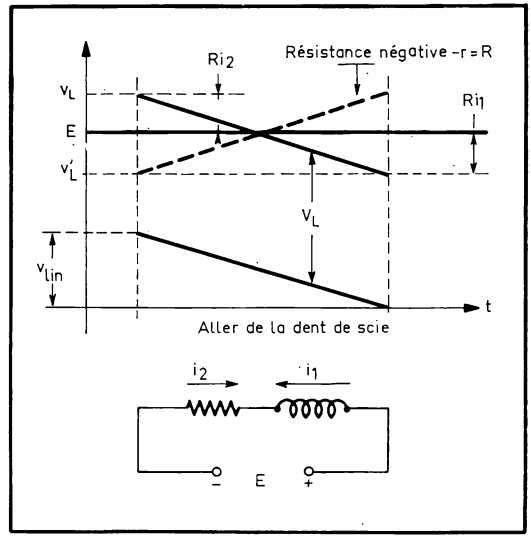


Fig. 27-10. — Pour compenser l'effet néfaste de la résistance propre du déviateur, qui se traduit par une diminution de v_L à v'_L de la tension, on ajoutera une tension en dent de scie d'amplitude v_{lin}, de façon que la tension aux bornes de la bobine reste constante (V_L) durant tout le cycle.

Afin de réduire cette distorsion, il faut non seulement que la résistance du déviateur soit aussi faible que possible, mais également les résistances que parcourt le courant de déviation, telles que les résistances internes des éléments actifs et de la source. En dépit de toutes les précautions que l'on prendra, il y aura néanmoins chute de tension et, par suite, distorsion qu'il faut corriger.

La première méthode qui vient à l'esprit pour compenser cette chute de tension est d'incorporer au système de déviation un élément qui provoquerait une chute de tension vraiment en inverse, comme le montre le trait interrompu de la figure 27-10.

Par exemple, on peut insérer un circuit oscillant dans le circuit de la diode de façon qu'il provoque une chute de tension aux bornes du déviateur lignes au début du balayage, et augmente la tension en fin de balayage. On peut encore décadrer légèrement l'image.

Mais ces artifices n'apportent pas d'amélioration sensible de la linéarité. Il est préférable d'utiliser une autre méthode, permettant, non pas de compenser la chute de tension, mais de rendre constante la tension appliquée à l'inductance de déviation. On fait alors appel à une bobine dite de *linéarisation,* ou encore de linéarité, réalisée de façon que la chute de tension à ses bornes suive la même loi de variation que la tension aux bornes de l'inductance. La tension V_L (fig. 27-10) reste ainsi constante tout le temps de l'aller, la bobine de linéarité étant montée en série avec les bobines de déviation lignes.

Cette bobine de linéarité est constituée par une inductance enroulée autour d'un noyau de ferrite et prémagnétisée par un ou deux aimants permanents. L'inductance est connectée de sorte que, lorsque le déviateur fournit de l'énergie, le courant produise un champ orienté en sens contraire du champ permanent. L'inductance est alors grande et la tension élevée. Au contraire, lorsque la source débite, le champ s'inverse; le noyau de ferrite est presque saturé, de sorte que la tension est minimale. La figure 27-11 montre un exemple de réalisation d'une bobine de linéarité.

Ces divers procédés de correction n'ont que des effets limités. Néanmoins, on utilise souvent les bobines de linéarité qui apportent une amélioration de l'ordre de 4 %. Mais le meilleur moyen pour obtenir une bonne linéarité repose sur une répartition convenable des courants dans les éléments de commutation. Nous étudierons, un peu plus loin, cet aspect de la question.

1-3-2. — *Condensateur de S*

La solution adoptée universellement pour corriger la distorsion en S consiste à mettre en série avec les bobines de déviation lignes un condensateur de capacité convenable, appelé généralement « condensateur de S » dans le jargon technique.

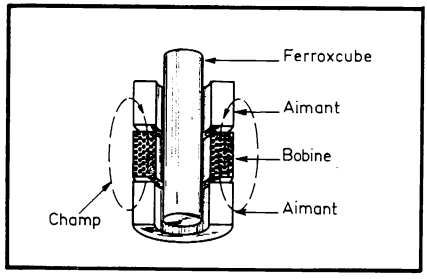


Fig. 27-11. — Exemple de structure d'une bobine de linéarité vue ici en coupe.

On sait qu'un courant linéaire traversant un condensateur développe aux bornes de celui-ci une tension parabolique. Le condensateur étant en série avec le déviateur lignes et la source de tension, la tension parabolique s'ajoute algébriquement à la tension de la source. La tension aux bornes de la bobine n'est plus constante (pendant la durée d'un cycle de balayage) — c'est une parabole — et de ce fait le courant ne varie plus linéairement. On peut démontrer, et l'expérience le confirme, que le courant varie selon la loi désirée.

Le graphique de la figure 27-12 montre comment s'effectue la variation de la tension aux bornes de l'inductance et la forme du courant obtenu.

La valeur de la capacité est fonction du temps d'aller (de sorte qu'il faudra prévoir une commutation pour les récepteurs multistandards) et inversement proportionnelle à l'angle de déviation. C'est dire que pour un tube à grand angle il faudra une capacité un peu plus élevée que pour un tube moins « ouvert ».

D'autre part, le condensateur de S peut également jouer le rôle de condensateur réservoir, à condition que les circuits qu'il alimente ne soient pas sensibles aux variations de la tension. Quelquefois on fait le contraire, en ce sens que l'on supprime le condensateur de S et l'on diminue la capacité du condensateur réservoir, lequel joue alors le double rôle de condensateur réservoir et de S.

Enfin, précisons que, notamment dans le cas des montages transistorisés, ce condensateur est traversé par un courant important (plusieurs ampères

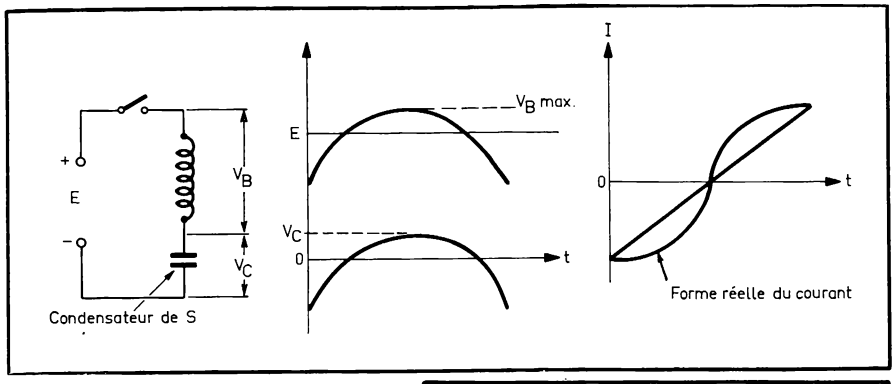


Fig. 27-12, ci-dessus. — Le condensateur de S introduit une déformation parabolique de la tension appliquée au déviateur, ce qui donne la forme désirée du courant.

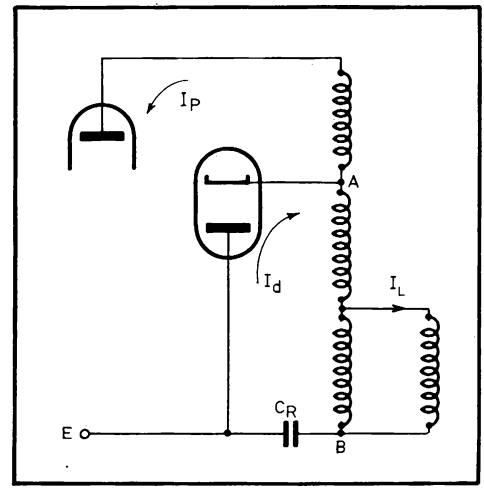


Fig. 27-13, ci-contre. — Schéma simplifié de la liaison entre le tube final et le déviateur (bobine représentée à l'extrême droite et parcourue par I_L).

crête à crête), de sorte qu'il faut choisir un modèle à très faible résistance série et à grosses connexions de sortie. Il ne peut être question d'un modèle électrochimique, tout au moins dans l'état actuel de la technique.

1-4. — *RÉPARTITION DES COURANTS DANS L'ÉTAGE FINAL ET FORME DE LA TENSION DE COMMANDE*

Notre étude du fonctionnement de l'étage final a été très simplifiée, afin de faciliter la compréhension.

En réalité, la diode de récupération est conductrice pendant tout le temps de l'aller, de façon que la tension aux bornes du transformateur de sortie reste constante pendant tout ce temps. D'autre part, on conçoit que le « raccordement » du courant de déviation entre la première et la seconde partie du balayage est difficilement réalisable tel que nous l'avons décrit. Des oscillations parasites pourraient, notamment, se produire au détriment de la linéarité dans le milieu de l'image. Et à ce sujet nous verrons qu'en rendant la diode conductrice nous améliorerons sensiblement la linéarité.

D'ailleurs, en dehors de toutes ces considérations, la diode doit obligatoirement être conductrice la plupart du temps, car le schéma utilisé est souvent celui de la figure 27-13, dans lequel c'est le condensateur réservoir

(ou de récupération, C_R) qui fournit la tension au transformateur et, par suite, au déviateur lignes. Il est évident que si la diode n'est pas conductrice, la tension n'est pas appliquée.

On comprend encore que, si la diode reste conductrice, il va se produire, à ses bornes, une chute de tension du fait de sa résistance interne, et on imagine aisément que le courant de diode doit être compensé par un courant inverse fourni par l'élément actif de commutation (tube ou transistor), comme l'indique la figure 27-14. La somme algébrique des courants de la diode et de l'élément actif doit être telle qu'elle soit égale au courant de déviation. Il faut évidemment tenir compte de l'influence des rapports de transformation dans cette somme. Nous allons d'ailleurs approfondir un peu cette étude, car elle va nous conduire à des conclusions intéressantes.

Pendant la première partie du balayage (c'est-à-dire pendant l'intervalle t_2 à t_3 de la figure 27-4), où le spot va de la gauche au centre sur l'écran, le courant parcourt la boucle constituée par la portion AB du transformateur (fig. 27-13), la diode et le condensateur de récupération, qui se trouve chargé à ce moment-là. Pendant la deuxième partie du balayage où le spot va du centre vers la droite, le courant emprunte la grande boucle constituée par le transformateur, l'élément de commutation (tube ou transistor), la source et le condensateur réservoir, qui se décharge. Mais la diode étant conductrice, un certain courant parcourt aussi la petite boucle et ce courant est de sens contraire à celui de la grande boucle. Nous appellerons ce courant, courant de surplus diode I_{ds}. Il doit être compensé par un courant supplémentaire fourni par l'élément actif, que nous appellerons courant de surplus pentode I_{ps} (supposant ainsi que l'élément actif est une pentode). De la même façon, et pour les mêmes raisons, si la pentode est débloquée avant la fin de la première partie du balayage, il circule un courant de surplus pentode qui doit être compensé par un courant de surplus diode.

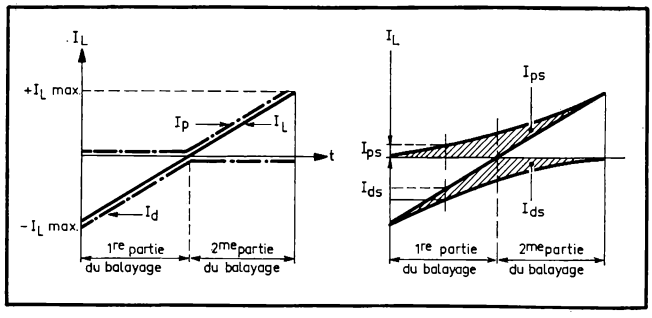


Fig. 27-14. — A gauche, forme théorique du courant de pentode et de diode et, à droite, forme réelle des deux courants.

La diode est caractérisée par une résistance interne non nulle qui provoque une chute de tension à ses bornes. Pendant la première partie du balayage, cette chute de tension est telle que la tension entre A et B de la figure 27-13 est donnée par

$$V_{AB} = V_{CR} + R_d I_d ,$$

où V_{CR} est la tension aux bornes du condensateur, supposée constante (C_R de grande capacité), R_d la résistance interne de la diode et I_d le courant de diode.

Pendant la seconde partie du balayage, la tension entre A et B est donnée de la même façon par

$$V_{CR} = V_{AB} - R_d I_{ds} \text{ soit } V_{AB} = V_{CR} + R_d I_{ds} ,$$

où I_{ds} est le courant de surplus diode. La tension entre A et B est donc

fonction de la résistance interne de la diode et du courant qui la parcourt. Malheureusement, le courant dans la diode est important pendant la première partie du balayage et faible pendant la seconde (*) (fig. 27-14). La tension entre A et B varie en conséquence, et par suite le courant de déviation dont on peut démontrer qu'il est exponentiel. Le côté gauche de l'image est étiré alors que le côté droit est resserré. La déformation est d'ailleurs identique à celle produite par la résistance du déviateur et s'ajoute à celle-ci.

Ainsi, bien loin de l'améliorer, il semblerait que le fait de rendre la diode conductrice doive, au contraire, perturber davantage la linéarité. Fort heureusement, il n'en est rien, car on va pouvoir jouer sur la répartition des courants soit par le biais du transformateur, soit par un déblocage judicieux de l'élément actif, ce qui permettra de répartir convenablement le courant de surplus diode I_{ds} entre la première et la seconde partie du balayage. C'est cette dernière solution qui est adoptée pour améliorer la linéarité, car le transformateur de sortie est un élément formant un tout et participant à plusieurs fonctions.

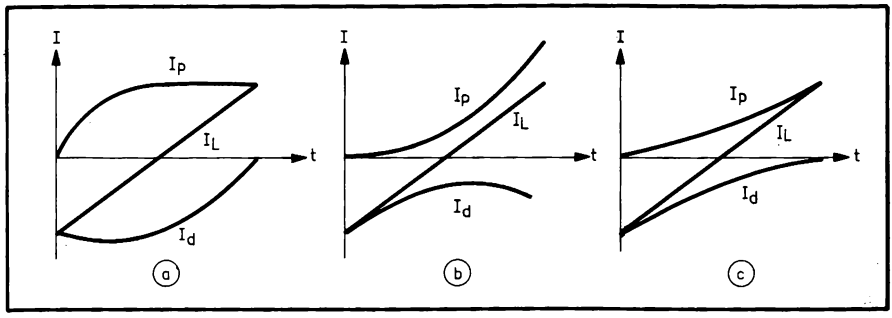


Fig. 27-15. — En **a** le courant de pentode est trop important au début du cycle ; en **b** il est trop important en fin de cycle. En **c** les courants sont corrects. Notons que nous n'avons pas tenu compte des différences d'amplitude dues au rapport de transformation plus élevé pour la pentode que pour la diode.

Il s'agit donc de déterminer à partir de quel moment l'élément actif doit être débloqué, et par suite la forme du signal d'attaque ou de déblocage. Supposons que nous appliquions à la grille de commande de la pentode un signal en créneau, dont le front avant corresponde au début du balayage. Le courant de surplus I_{ps} devient rapidement important; il faut le compenser par un courant de surplus diode I_{ds} important, ce qui provoque une décharge non négligeable du condensateur, et le potentiel entre A et B diminue pendant la dernière partie du balayage. Un tassement à droite de l'image apparaît, qu'il est difficile de combattre. Le graphique de la figure 27-15*a* montre d'ailleurs comment évoluent les courants I_p et I_d globaux.

Appliquons maintenant à la grille de la triode un signal variant en dents de scie, de façon que le « point de déblocage » du tube soit en quelque sorte adapté au fonctionnement de l'étage. Si le déblocage se produit tardivement, le courant de surplus diode est faible, voire nul, dans la première partie du balayage (nous sommes ramenés au cas théorique), mais il devient important dans la seconde partie (ce qui serait favorable à la linéarité). Cependant, le courant de déviation, qui est la somme algébrique de I_p et I_d, risque d'être insuffisant, sinon nul ou même inversé, lors du recoupement des courants.

(*) Dans le fonctionnement théorique, le courant de diode est nul pendant la seconde partie du balayage.

Cela provoque un tassement de l'image au centre ou des oscillations parasites. D'autre part, le courant I_p est grand à cause du courant I_d important en fin du balayage (fig. 27-15*b*).

On peut prendre un moyen terme où le signal de commande est compris entre la dent de scie et le créneau, de façon que I_d présente une variation régulière, de même que I_p. Nous obtenons les répartitions de la figure 27-15*c*, qui donne lieu à une excellente linéarité (et qui sont d'ailleurs analogues à celles de la figure 27-14*b*).

Les graphiques de la figure 27-16 représentent les formes des signaux de commande et les courants I_p et I_d qui leur correspondent. On voit que la solution intermédiaire est la plus favorable, puisqu'elle conduit à une bonne linéarité, comme nous l'avons dit, et à des courants d'amplitude convenable. Dans la solution *a*, le courant I_d est trop élevé; en *b*, c'est I_p qui est trop grand. Le signal de commande devra avoir donc, le plus souvent, l'allure indiquée en *c*. Mais cette allure est très difficilement calculable, et, en pratique, elle est déterminée expérimentalement en partant d'un signal rectangulaire mis en forme par une cellule d'intégration. Le temps de chute doit être, quant à lui, très bref (supérieur à 100 V/μs).

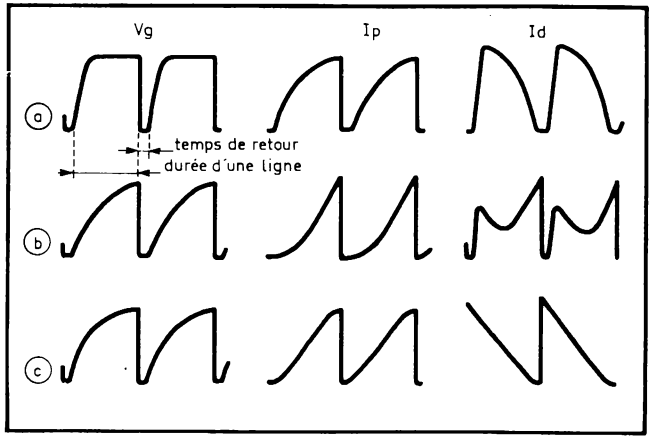


Fig. 27-16. — A gauche, trois formes de signaux de commande donnant les formes des courants de pentode et de diode représentées à droite.

Une linéarité absolument parfaite est à peu près impossible à obtenir en pratique, et l'on admet couramment un taux de non-linéarité t_{nl} de l'ordre de 5 %, qui s'évalue en effectuant la mesure sur une mire quadrillée et en faisant le rapport :

$$t_{nl} = 2\,\frac{A - B}{A + B} \times 100\,,$$

où A et B représentent, respectivement, les largeurs du plus grand et du plus petit carré. Si la linéarité est à peu près bonne, on peut estimer que A + B est égal à 2 A et la relation se simplifie :

$$t_{nl} = \left(1 - \frac{B}{A}\right) \times 100\,.$$

En pratique, on mesurera A et B pour connaître le taux de non-linéarité et l'on fera le rapport. Cette relation permet encore d'évaluer la linéarité connaissant certains paramètres. Les facteurs A et B correspondent à la déviation qui est elle-même proportionnelle à L di/dt. A titre d'exemple, nous allons calculer l'influence de la résistance du déviateur sur la linéarité.

Dans la partie gauche de l'écran, nous avons

$$L \frac{di}{dt} = V + R_i I_L ,$$

où R_i est la résistance du déviateur égale à 5 Ω.

Dans la partie droite de l'écran nous avons, d'une manière analogue,

$$L \frac{di}{dt} = V - R_i I_L .$$

Les caractéristiques du circuit sont telles que $L = 3$ mH, $I_L = 1{,}1$ A et $dt = 20$ µs (durée d'une demi-ligne), d'où $R_i \cdot I_L = 5 \times 1{,}1 = 5{,}5$ V. D'autre part, V est égal à $L\, di/dt$, car $L\, di/dt \gg R_i I_L$, d'où

$$V = L \frac{di}{dt} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}1}{20 \cdot 10^{-6}} = 165 \text{ V},$$

d'où le rapport

$$\frac{B}{A} = \frac{V - R_i I_L}{V + R_i I_L} = \frac{165 - 5{,}5}{165 + 5{,}5} = 0{,}93 ,$$

et le taux de non-linéarité

$$t_{nl} = (1 - 0{,}93) \times 100 = 7 \ \% ,$$

ce qui n'est pas négligeable, puisque cette non-linéarité s'ajoute aux autres.

2. — Production de la T.H.T.

Selon les dimensions et le type de tube-images, la T.H.T. nécessaire varie *grosso modo* entre 12 et 25 kV. Cette T.H.T. peut être obtenue de différentes façons :

a. — Si elle est relativement peu élevée (quelques milliers de volts), on peut utiliser une alimentation séparée, de type classique, dans laquelle la tension du secteur est multipliée par un facteur élevé, soit à l'aide d'un transformateur à grand rapport élévateur, soit à l'aide de montages multiplicateurs de tension à diodes, comme les montages doubleurs que nous étudierons au chapitre 30, soit en employant les deux solutions (transformateur élévateur + multiplicateur à diodes) ;

b. — Pour obtenir la T.H.T., on peut aussi faire appel à un générateur à haute fréquence fournissant des tensions qui seront redressées et filtrées d'une façon classique. Cette méthode conduit à des montages plus simples que les précédents, et surtout moins dangereux, en ce sens que dans les montages dont il a été question on est conduit à utiliser, pour le filtrage, des condensateurs de forte capacité chargés à des tensions élevées, alors qu'avec le montage à haute fréquence les condensateurs sont de faible capacité. L'énergie accumulée dans le premier cas est donc importante aux bornes d'un condensateur; dans le second cas, l'énergie accumulée est moins importante et, par conséquent, moins dangereuse dans l'éventualité d'un contact;

c. — Une troisième méthode pour obtenir la T.H.T. repose sur l'emploi d'un générateur fonctionnant par impulsions. On met à profit les surtensions apparaissant aux bornes d'une bobine lorsqu'on coupe le courant qui la

parcourt. Des oscillations rapidement amorties prennent naissance aux bornes de la bobine; elles sont ensuite redressées et filtrées;

d. — Toutes les méthodes dont nous venons de parler rapidement sont actuellement abandonnées au profit de celle que nous allons étudier ici et qui est universellement employée. Elle met à profit la surtension apparaissant lors du retour de balayage (*cf.* chap. 27, § 1-1). Cette surtension, qui est le plus souvent insuffisante, doit être d'abord multipliée par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur, puis redressée et convenablement filtrée.

2-1. — *CAS DE LA TV NOIR ET BLANC*

Nous allons d'abord étudier la façon de produire la T.H.T. en TV noir et blanc, puis nous examinerons le cas de la TV trichrome, qui pose quelques problèmes particuliers.

2-1-1. — *Le transformateur T.H.T.*

Le schéma de principe est celui de la figure 27-17; il utilise généralement un autotransformateur, élévateur de tension, suivi d'une diode redresseuse, dont le filament est chauffé par un enroulement auxiliaire, et d'un condensateur de filtrage C, de valeur assez faible, constitué en pratique par le revêtement de graphite déposé sur le cône et par la surface métallisée interne du tube-images. La « plaque » représentée par le revêtement de graphite est mise à la masse par l'intermédiaire d'un contact élastique. La valeur du condensateur ainsi réalisé est faible, de l'ordre de 1 à 2 nF, mais suffisante étant donné le peu de débit, qui est de l'ordre d'une centaine de microampères.

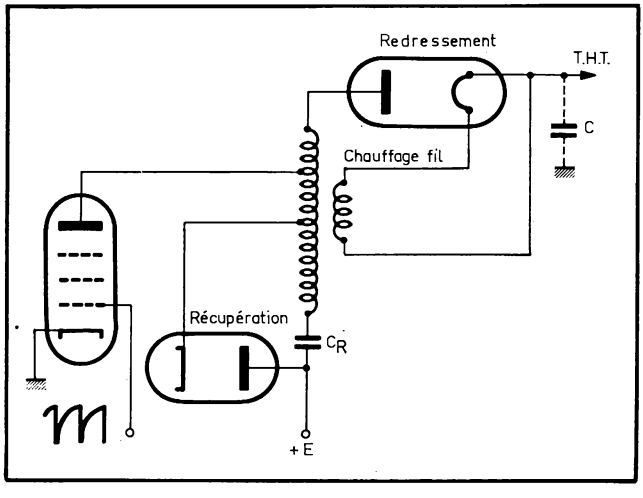


Fig. 27-17. — Obtention de la T.H.T. par diode de redressement des impulsions de retour.

Bien entendu, le fait de soutirer une certaine puissance à l'étage de sortie conduit à assimiler l'ensemble T.H.T. à une charge de résistance non nulle et dont la valeur est un paramètre important. Il s'ensuit que le courant crête du tube de sortie augmente, ou que, si celui-ci reste de même valeur, le courant de déviation diminue. Il serait donc souhaitable que la résistance interne de la source de T.H.T. soit faible. Malheureusement, elle est formée par la résistance interne propre du redresseur T.H.T., l'inductance de fuite

entre les deux enroulements, et les résistances internes du circuit d'alimentation et de l'étage interrupteur. La résistance interne de la source T.H.T. est donc élevée (plusieurs mégohms). Le débit étant faible, cela n'entraîne pas de conséquences graves en TV achrome.

Cependant il se produit des variations de T.H.T. que l'on peut estimer à quelques centaines de volts. En effet, supposons que la résistance interne soit de 3 MΩ et que le courant de faisceau soit de 100 μA, il en résulte une diminution de la T.H.T. de 300 V. Or la diminution de la T.H.T. se répercute sur les dimensions de l'image, puisque la sensibilité de déviation est fonction de la valeur de T.H.T. Cela n'a pas beaucoup d'effet en TV noir-blanc, d'autant plus qu'un système de régulation, que nous étudierons plus loin, est prévu, mais les conséquences sont catastrophiques, en TVC, comme nous le verrons ultérieurement.

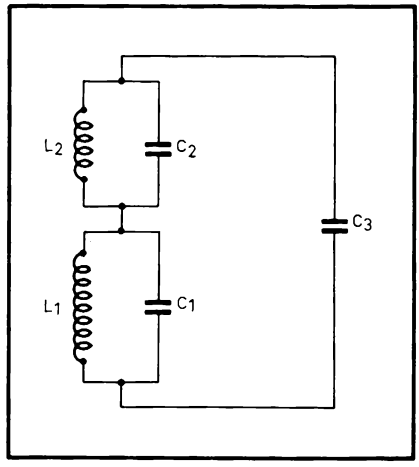


Fig. 27-18. — Circuit équivalent du transformateur de sortie T.H.T. dans lequel L_1 est le primaire ; L_2 l'inductance de fuite ; C_1, C_2 et C_3 les capacités réparties. Pendant l'aller du balayage, l'ensemble $L_1 C_1$ est « court-circuité », de sorte que seul le circuit L_2, C_2, C_3 oscille sur une fréquence f_0 s'il y reste une certaine partie de l'énergie. Pendant le retour tout l'ensemble entre en oscillation.

Au lieu d'utiliser une diode à vide, on peut employer une diode à semi-conducteurs, et c'est là la solution d'avenir. Les diodes à vide ont, en effet, pour inconvénient de prélever une partie non négligeable (environ 1 W) de l'énergie pour le chauffage qui, comme nous l'avons dit, est réalisé par un enroulement auxiliaire sur le transformateur de T.H.T. On évite ainsi les problèmes d'isolement en tension qui se seraient présentés si l'on voulait alimenter le filament à partir d'une source extérieure. En effet, on peut voir sur le schéma que le filament est porté à une tension de plusieurs milliers de volts par rapport à la masse. Bien entendu, la diode est elle-même d'un type spécial, capable de supporter des tensions aussi élevées. Les diodes T.H.T. à semi-conducteurs sont constituées, quant à elles, par une succession de diodes reliées en série et montées sous forme de bâtonnet.

Le transformateur T.H.T. est un ensemble dont l'étude est difficile. En effet, étant donné les tensions élevées dont il est le siège, il faut prendre de grandes précautions en ce qui concerne l'isolement. Le couplage ne devra pas être trop serré, ce qui fait apparaître une inductance de fuite non négligeable entre les enroulements, inductance qui forme, avec les capacités du montage, un circuit oscillant.

Afin d'analyser plus en détail le fonctionnement du montage, on peut représenter le circuit équivalent selon le schéma de la figure 27-18, où L_1 représente l'inductance du primaire du transformateur et celle de l'ensemble de déviation, et où L_2 figure l'inductance de fuite et celle de l'enroulement

élévateur. Les capacités C_1, C_2 et C_3 représentent les capacités réparties ou les condensateurs connectés aux bornes des enroulements.

A la fin de l'aller du balayage, il apparaît une surtension aux bornes de L_1, transmise à C_2-L_2 qui la multiplie par un certain facteur.

On recueille la T.H.T. aux bornes de C_3. L'ensemble est constitué par deux circuits oscillants mis en série. L'étude mathématique du montage montre qu'il existe deux fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles l'impédance est infinie et une f_0 pour laquelle l'impédance est nulle. La résonance sur f_1 est principalement due à L_1-C_1 et f_2 à L_2-C_2.

Au début de l'aller du balayage, s'il reste une certaine partie de l'énergie dans la cellule L_2-C_2, elle continuera à produire des oscillations qui vont se superposer à la tension normale de balayage. Il apparaît alors un phénomène connu sous le nom d'effet « rideau », qui se traduit par une succession de bandes alternativement sombres et claires sur la partie gauche de l'écran. Le phénomène disparaît lorsque l'énergie parasite est épuisée. Dès lors, le moyen d'éviter ce défaut est évident : il faut faire en sorte que l'énergie contenue dans L_2-C_2 soit dissipée totalement à la fin du retour de balayage.

On démontre que l'on parvient à ce résultat lorsque f_2 est de 2,5 à 2,9 fois plus élevée que f_1. C'est en agissant sur la valeur du couplage entre L_1 et L_2 (soit par construction, soit par positionnement mécanique des enroulements) que l'on effectuera ce réglage qui est généralement appelé *réglage sur l'harmonique 3,* bien que l'accord optimal se produise sur une valeur inférieure à 3. Si ce rapport est inférieur à 3, cela est dû au fait que le temps de retour du balayage est légèrement inférieur à une demi-oscillation du circuit L_1-C_1. On peut encore réaliser l'accord sur « l'harmonique 3 » par l'adjonction d'une inductance réglable constituée par une bobine enroulée sur un noyau de ferrite et connectée en série avec la diode de redressement T.H.T.

Outre qu'il supprime l'effet rideau, le réglage sur l'harmonique 3 permet d'augmenter la tension crête T.H.T. comme l'indique la figure 27-19*a*. En effet, au « secondaire », c'est-à-dire aux bornes de L_2-C_2, les tensions crête s'ajoutent : la courbe A est celle de la tension apparaissant aux bornes du secondaire seul; la courbe B celle du primaire; la courbe C est la résultante des deux. La figure 27-19*b* indique le rapport d'augmentation de la T.H.T. en fonction du rapport de fréquences f_3/f_1, où f_3 est la fréquence de résonance propre de L_2-C_2.

Un autre avantage que comporte le réglage sur l'harmonique 3 est de réduire légèrement la tension crête appliquée sur la plaque du tube ou le collecteur du transistor de sortie. En effet, sur le « primaire », la phase des signaux est inversée par rapport à celle apparaissant sur le secondaire, de sorte que la résultante des tensions est celle représentée dans la figure 27-20*a*. Les courbes de la figure 27-20*b* montrent comment varient les rapports de tension en fonction du rapport f_0/f_1, où f_0 est la fréquence pour laquelle l'ensemble L_2-C_2 et C_3 présente une impédance nulle

$$f_0 = 1/2\,\pi\,\sqrt{L_2\,(C_2 + C_3)}.$$

Cette méthode de réglage sur l'harmonique 3 est universellement adoptée actuellement, aussi bien dans les montages à tubes que ceux à transistors, et aussi bien en TV noir-blanc qu'en TV couleurs.

Il faut cependant signaler que le transformateur T.H.T. (c'est le nom que l'on donne à l'ensemble) est différent sur le plan de la technologie selon que la base de temps horizontale est à tubes ou à transistors. En effet, avec les tubes, les surtensions atteignent plusieurs milliers de volts (ordre de grandeur 5000 V), de sorte que le rapport de transformation pour obtenir la T.H.T. est relativement faible. Avec les transistors, les surtensions ne dépassent guère 200 V, de sorte que le rapport de transformation devra être grand

pour que les valeurs nécessaires de T.H.T. soient obtenues. Cela signifie que le nombre de tours de fil sera grand et que, par conséquent, la capacité répartie sera importante, ainsi que l'inductance de fuite.

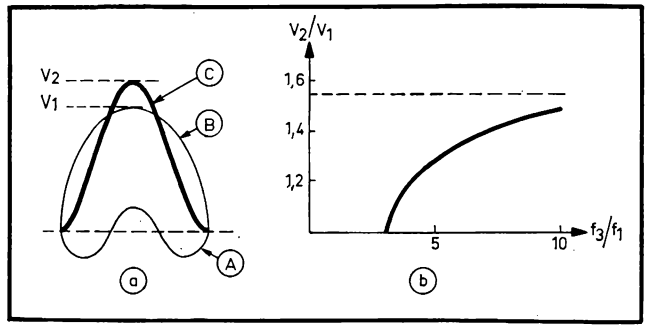


Fig. 27-19. — Grâce à l'accord sur l'harmonique 3 de l'ensemble L_2, C_2 et C_3, la tension aux bornes de C_3 est augmentée :

$(f_3 = 1/2\,\pi\,\sqrt{L_2\,C_2})$.

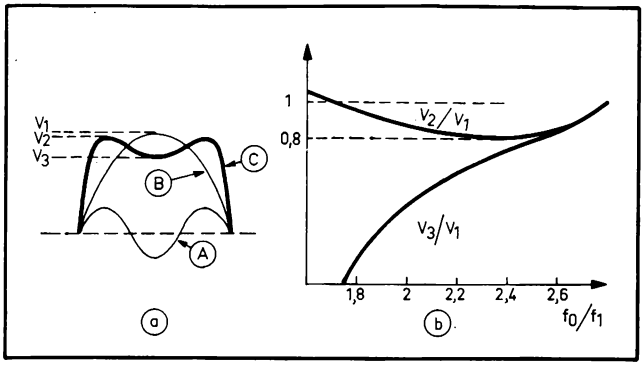


Fig. 27-20. — L'accord sur l'harmonique 3 diminue la tension crête appliquée sur l'anode ou le collecteur de l'élément interrupteur.

Une seconde différence qui apparaît entre les montages transistorisés et ceux à tubes porte sur le mode d'obtention de certaines tensions auxiliaires. En effet, nous verrons, lors de l'étude des circuits d'alimentation (*cf.* chap. 30), que les tensions utilisées pour les transistors sont de l'ordre de 12 à 24 V, donc insuffisamment élevées pour alimenter, par exemple, le transistor final vidéo, qui exige des tensions de l'ordre d'une centaine de volts au minimum. On prévoit donc un enroulement supplémentaire sur le transformateur, qui fournira la tension nécessaire. D'autres tensions auxiliaires devront être prévues, telle celle nécessaire pour l'anode d'accélération du tube-images. Nous verrons à la fin de ce chapitre comment sont obtenues toutes ces tensions.

2-1-2. — *Le problème de la commutation des bases de temps lignes*

L'existence en France de deux normes d'émission impose de prévoir un système de commutation, fonctionnant simultanément avec celui des sélecteurs V.H.F. et U.H.F., système qui a pour rôle de changer la fréquence lignes de la base de temps horizontale. La commutation dans les étages précédant l'étage de sortie est simple à réaliser, et nous verrons, un peu plus loin, comment elle doit être effectuée. Mais elle pose quelques problèmes en ce qui concerne l'étage de sortie. En effet, lorsque la fréquence lignes change, le courant de crête dans le déviateur change, lui aussi. Par suite, le

champ de déviation (donc la largeur de l'image) et la T.H.T. varient. D'autre part, il faut également que la valeur du condensateur de S soit modifiée, pour que la correction se fasse convenablement.

Il existe plusieurs procédés pour maintenir constantes la largeur de l'image et la T.H.T. Mais dans tous les cas il faudra s'efforcer de conserver la même amplitude de déviation, quelle que soit la fréquence lignes. Il en résulte que la tension aux bornes du déviateur ne doit pas varier, d'où

$$V_d = E_1 \frac{T_{a1}}{T_{r1}} \cdot \frac{\pi}{2} = E_2 \frac{T_{a2}}{T_{r2}} \cdot \frac{\pi}{2},$$

E_1, T_{a1}, T_{r1}, E_2, T_{a2} et T_{r2} étant respectivement les valeurs en 819 et 625 lignes des tensions d'alimentation et des temps d'aller et de retour. On peut conserver le même temps de retour pour les deux fréquences lignes, ce qui rend constante la T.H.T.; mais les temps d'aller T_{a1} et T_{a2} sont forcément différents. La relation ci-dessus devient donc :

$$E_1 = E_2 \frac{T_{a1}}{T_{a2}}.$$

On peut ainsi pratiquer une commutation de tension pour conserver la même amplitude de balayage, et cette commutation peut porter soit sur les circuits d'alimentation proprement dits, soit sur le dispositif de récupération.

Si le montage est transistorisé et si la tension d'alimentation en 625 lignes est, par exemple, de 12 V, la commutation devra être telle qu'en 819 lignes la tension devienne égale à 16,5 V (nous avons choisi des temps d'aller de 55 et 40 μs). Cette méthode est excellente en théorie, mais elle souffre d'un inconvénient pratique : la nécessité de disposer de deux sources de tension différentes, ce qui complique quelque peu les circuits d'alimentation, notamment dans le cas de récepteurs alimentés par batteries de piles.

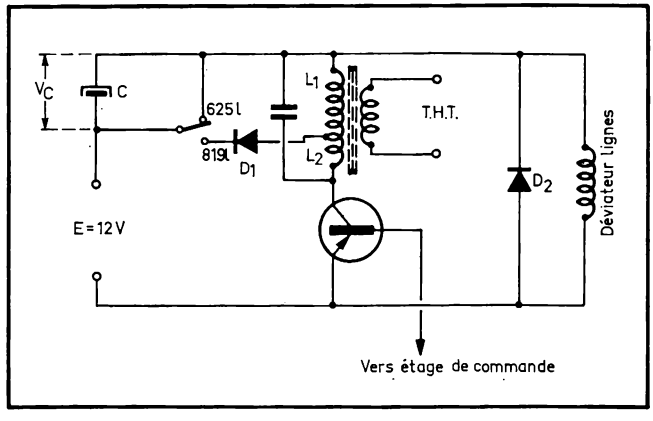


Fig. 27-21. — Montage permettant de conserver constante la largeur d'image, par commutation de la diode de récupération.

Afin d'éviter cet inconvénient, on peut jouer sur la récupération, de façon que la tension en 819 lignes soit supérieure à celle en 625 lignes. Un schéma très simplifié de cette méthode est représenté sous sa forme transistorisée dans la figure 27-21. Nous y voyons qu'en 625 lignes le dispositif de récupération n'est pas en service; la tension d'alimentation (ici 12 V) est directement appliquée au collecteur du transistor interrupteur. Mais en 819 lignes, la diode D_1 entre en jeu, de sorte que le condensateur de récupération est chargé. La tension émetteur-collecteur est, par conséquent, supérieure à 12 V,

d'une quantité $V_c = n\,E$, où n représente le rapport de transformation entre les enroulements L_1 et L_2.

On peut également obtenir la même amplitude de balayage en modifiant non plus la tension, mais la valeur des inductances en jeu. En effet, nous avons vu que le courant de déviation est exprimé par

$$I = \frac{E \cdot T_a}{2\,L}.$$

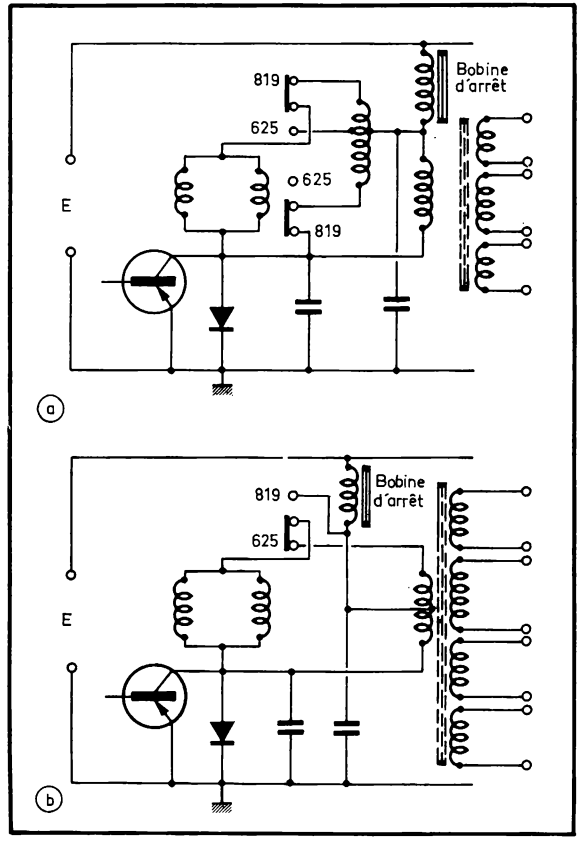


Fig. 27-22. — Montage permettant de maintenir constante la largeur d'image lors de la commutation de standards par utilisation d'un transformateur d'adaptation (a) ou par utilisation du transformateur T.H.T. comme adaptateur (b).

Si nous conservons E constant, pour que I conserve la même valeur dans tous les cas, il faut faire varier L comme le rapport des temps d'aller, d'où

$$L_1 = L_2 \frac{T_{a1}}{T_{a2}}.$$

Dans l'hypothèse où $T_{a1} < T_{a2}$, il faut ajouter à L_2 une inductance l telle que

$$l = L_2 \left(\frac{T_{a1}}{T_{a2}}\right) - 1,$$

soit, en adoptant le même temps d'aller que dans l'exemple précédent, et $L_2 = 20\ \mu H$ (valeur courante), $l = 7{,}5\ \mu H$.

Procédé de commutation	Inductance déviateur (μH)	Fréquence lignes	Courant alimentation (A)	Temps de retour (μs)	T.H.T. (kV)	Puissance fournie par l'alimentation (W)
Commutation alimentation :						
17 V en 819 lignes	32	819	0,9	12	15	16
12 V en 625 lignes		625	1,2	12	16	14
Récupération série	32	819	1,6	9	16	20
		625	1,3	10	16,1	16
Introduction d'une inductance	18	819	1,5	9	15,5	18
		625	1,7	11	16	21
Adaptation par transf.	18	819	1,8	9	15	22
		625	1,3	11,5	16	15

TABLEAU COMPARATIF DES DIFFÉRENTS PROCÉDÉS DE COMMUTATION

Mais étant donné que l'on ajoute une inductance à la charge de l'étage de sortie, la T.H.T. n'est plus la même. Il faut donc modifier le temps de retour, ce qui conduit à modifier la valeur du condensateur d'accord du primaire. Le réglage sur l'harmonique 3 n'est plus alors respecté, à moins de le modifier, lui aussi. Ce procédé est, par conséquent, assez difficile à mettre au point, et il faut admettre un certain nombre de compromis assez délicats à formuler, surtout dans les matériels transistorisés.

On a également pensé à employer un transformateur d'adaptation ou à utiliser le transformateur T.H.T. comme adaptateur (fig. 27-22*a* et *b*, respectivement). Ces solutions ne sont guère employées, notamment dans les montages transistorisés, pour lesquels la solution la plus rationnelle est celle où la commutation se fait sur le circuit de récupération. Le tableau ci-contre, qui est tiré d'une étude conduite par les ingénieurs de la *Sté Oréga*, montre que le procédé le plus rationnel, pour ce qui concerne les montages transistorisés, est celui à commutation de tension, comme nous l'avons dit précédemment.

La commutation du condensateur de S pour le 625 lignes est simple à effectuer, puisqu'il suffit d'ajouter une capacité en parallèle sur le condensateur de S utilisé en 819 lignes. Sa valeur sera égale sensiblement à la moitié de la capacité de ce dernier.

Un certain nombre de précautions devront être prises afin d'éviter des fausses manœuvres pouvant entraîner notamment la destruction du transistor de sortie. En effet, il est absolument indispensable, par exemple, que la charge du transistor ne soit pas accidentellement court-circuitée ou que la tension récupérée ne soit pas appliquée en 625 lignes. Il faut, par suite, que la commutation soit étudiée et réalisée de sorte que de tels accidents, même fugitifs, ne puissent pas se produire. Ces phénomènes sont évidemment moins graves avec les tubes qui ne travaillent pas aux limites de leurs caractéristiques, ce qui est encore le cas avec les transistors pour les récepteurs à grand écran.

2-2. — *CAS DE LA TV TRICHROME*

La consommation importante des tubes à masque, qui est de l'ordre de 30 à 35 W au lieu de 2 à 3 W dans le cas des tubes achromes, pose des problèmes particuliers dans la réalisation de l'étage producteur de la T.H.T. D'autant plus délicats, d'ailleurs, que cette consommation est constamment variable selon que l'image est plus ou moins sombre. Cette variation de consommation modifie profondément le comportement de l'étage de sortie, puisqu'elle se répercute comme une variation de charge.

D'autre part, nous avons déjà expliqué que la T.H.T. doit être constante pour que la vitesse des électrons demeure invariable, et que les divers dispositifs correcteurs remplissent convenablement leur rôle (*cf.* chap. 25, § 2). Or, nous avons vu précédemment que la T.H.T. variait de quelques centaines de volts avec un tube achrome. Avec un tube trichrome, cette variation sera beaucoup plus importante à cause de l'accroissement de l'intensité fournie à celui-ci. En effet, si l'on estime à 3 MΩ la résistance interne de la source T.H.T. et à 1 mA le débit, la chute de tension est de 3000 V, ce qui est considérable.

Il résulte de ces deux observations qu'il est nécessaire de réaliser un montage tel que la T.H.T. soit constante et que la charge qu'il représente pour l'étage de sortie soit, elle aussi, constante. En bref, on peut dire que l'on va s'efforcer de diminuer le plus possible la résistance interne de la source T.H.T. par un procédé plus ou moins ingénieux.

Deux solutions se partagent actuellement la faveur des constructeurs : l'une, dite montage *monotransformateur*, qui fait appel à des principes analogues à ceux que nous venons d'analyser pour la TV noir-blanc, mais où la T.H.T. et la charge sont rendues constantes grâce à l'emploi d'un élément régulateur monté en parallèle sur le tube trichrome, de façon que, si le courant demandé par celui-ci augmente, le courant dans l'élément compensateur diminue et inversement; l'autre solution, dite *montage bitransformateur*, qui dissocie les fonctions de balayage et celles de production de la T.H.T.

Avant d'exposer les principes de ces deux méthodes, nous ferons remarquer que le problème de l'obtention de la T.H.T. ne pourra que se simplifier dans l'avenir, puisqu'en fait il est lié à l'utilisation du tube à masque, grand consommateur d'énergie.

2-2-1. — *Montage monotransformateur*

Dans sa plus simple expression, le schéma du montage monotransformateur est celui de la figure 27-23 où V_1 est la pentode de sortie de la base de temps lignes (tube interrupteur), V_2 la diode redresseuse T.H.T., V_3 la diode de récupération, V_4 la triode stabilisatrice (appelée aussi tube « ballast »), L_1 l'enroulement primaire et L_2 l'enroulement élévateur de tension.

La H.T. est ici de l'ordre de 300 à 400 V, c'est-à-dire supérieure d'une centaine de volts à celle nécessaire en TV noir-blanc. Cela est dû à ce que les puissances étant plus grandes, il faut augmenter l'énergie fournie au transformateur T.H.T. D'autre part, le courant dans le tube de sortie est donné par :

$$\Delta I = \frac{E \cdot T_a}{L},$$

où ΔI est le courant crête à crête, T_a le temps d'aller, L l'inductance et E la valeur de la H.T. Si l'on utilise des tubes de sortie dont les caractéristiques sont équivalentes à celles des tubes employés en TV noir-blanc, on est limité par le débit qu'ils peuvent fournir sous peine d'une dissipation fatale pour eux. Pour satisfaire aux exigences énergétiques, on est donc conduit à augmenter L. Ce faisant, afin que la variation de courant reste sensiblement la même que celle en TV noir-blanc, on est obligé d'augmenter E, puisque T_a est constant pour un standard donné.

Le tube stabilisateur compare la tension existant aux bornes du condensateur de récupération C_r et celle existant aux bornes de la résistance R_1 montée en série dans l'enroulement T.H.T., l'objectif étant de rendre constante l'intensité fournie, quel que soit le courant consommé par le tube-images. C'est ce que réalise le montage, puisque l'on peut voir que :

a. — Lorsque le courant dans le tube trichrome augmente, la chute de tension dans R_1 augmente; de ce fait, le potentiel de grille devient plus négatif et le courant de la triode diminue;

b. — Lorsque le courant dans le tube trichrome diminue, la grille devient moins négative, d'où une augmentation du courant de la triode.

Bien entendu, il existe des limites inférieure et supérieure pour lesquelles la régulation n'agit plus, et il faut en tenir compte lors de la conception du circuit. La puissance dissipée par la triode peut être de l'ordre d'une trentaine de watts pour les images sombres, de sorte qu'il faut prévoir une ventilation énergique. Malheureusement, les tensions étant élevées, il se produit des émissions de rayons X qui peuvent être dangereuses. Il faut, en conséquence, blinder soigneusement l'étage T.H.T. par l'intermédiaire d'un boîtier en acier pourvu d'ouvertures pour la ventilation.

Tel que nous l'avons décrit, ce montage ne fonctionne pas de façon correcte, car la tension de commande de la grille est perturbée par des impulsions de grande amplitude (plusieurs milliers de volts), et un filtre est donc nécessaire pour absorber ces impulsions. L'introduction de ce filtre, qui devrait être à grande constante de temps, provoquerait un retard sensible dans la régulation. Des oscillations parasites peuvent apparaître, donnant lieu

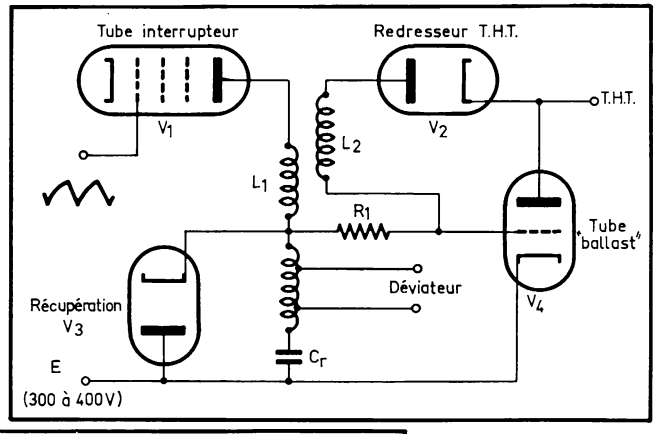


Fig. 27-23. — Schéma de principe du montage monotransformateur avec sa triode régulatrice de courant.

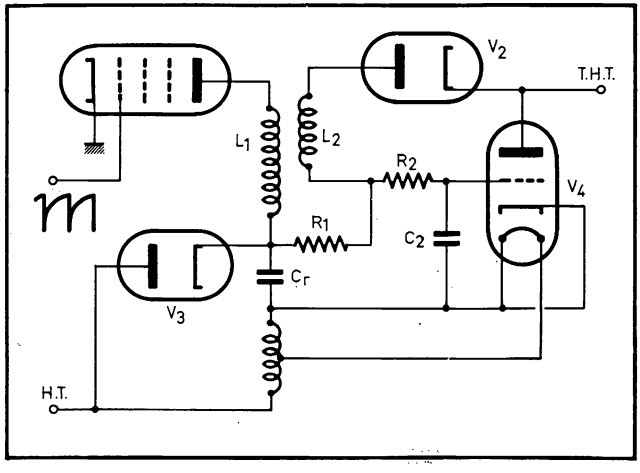


Fig. 27-24. — Variante très souvent utilisée du montage monotransformateur de la figure précédente.

à un phénomène connu sous le nom de « pompage ». Pour éviter cet inconvénient, il faut réduire la constante de temps du filtre. On y parviendra grâce au biais suivant : si l'on réduit l'amplitude des impulsions apparaissant entre l'espace cathode-grille, la constante de temps du filtre pourra être réduite dans les mêmes proportions. Par conséquent, si l'on connecte la cathode de la triode non plus à la H.T., mais sur l'enroulement primaire de façon qu'elle soit soumise à des variations de potentiel sensiblement équivalentes à celles qui se produisent sur la grille, le filtre n'aura à absorber que des impulsions d'amplitude relativement faible (quelques centaines de volts). C'est ce que l'on fait le plus souvent, et ce filtre apparaît dans la figure 27-24, où il est désigné par R_2-C_2, et dans laquelle on peut voir encore que la triode est chauffée par l'intermédiaire d'une prise sur le transformateur T.H.T., cela pour des raisons d'isolement filament-cathode.

Le montage qui est représenté dans la figure 27-24 est très couramment employé sous des formes un peu plus complexes, évidemment, mais il présente un inconvénient qui réside dans l'obligation de chauffer la triode par l'intermédiaire du transformateur T.H.T., ce qui complique la conception de ce dernier.

On a donc pensé à le modifier de façon que la tension de référence soit celle de la masse à laquelle aboutit alors l'extrémité « froide » du transformateur. Le filament de la triode peut ainsi être chauffé de la même façon que ceux des autres tubes. On peut également extraire la tension de commande par un enroulement fortement couplé au transformateur T.H.T. au lieu de la prélever par une résistance. La tension crête restant évidemment trop élevée, il faut l'annuler à l'aide d'une tension inverse que l'on peut prélever à l'extrémité « froide » du primaire. Ainsi, seule la variation de tension due à la variation de charge est appliquée sur la grille.

Le montage monotransformateur est intéressant à beaucoup de points de vue, mais l'obligation de disposer d'une source de tension de valeur élevée (300 à 400 V) conduisant à l'emploi d'un transformateur d'alimentation encombrant, lourd et onéreux, le fait que la triode stabilisatrice fonctionne à pleine puissance et dissipe une énergie importante, sont deux inconvénients que certains constructeurs considèrent comme majeurs. Ils ont donc cherché dans une autre voie, et une des solutions qui s'est dégagée est celle caractérisée par la dissociation des fonctions.

Nous anticiperons un peu en précisant que les avantages de l'une ou l'autre de ces deux solutions ne sont pas prépondérants, tout au moins dans les réalisations à tubes. En France, la solution monotransformateur est largement exploitée, étant donné que l'on est pratiquement obligé d'employer un transformateur d'alimentation à cause de l'existence de réseaux à 110 V. A l'étranger, et en Allemagne notamment, on semble préférer la solution bitransformateur.

Pour les récepteurs transistorisés, cette dernière solution s'impose actuellement du fait des performances encore insuffisantes des transistors. Mais il est certain que, dans un avenir proche, les deux solutions pourront être exploitées indifféremment.

2-2-2. — *Montage bitransformateur*

Le schéma fondamental du montage bitransformateur est représenté dans la figure 27-25. Il se compose de deux parties : l'une responsable de la production du balayage et de certaines tensions auxiliaires, notamment celle nécessaire pour la focalisation; l'autre affectée à la production de la T.H.T. On remarquera tout d'abord que le tube « ballast » n'apparaît pas dans ce montage qui n'exige pas de régulation de la T.H.T. puisque les fonctions sont dissociées. Néanmoins, on voit que ce montage est d'apparence plus complexe que le précédent.

La pentode V_1 est le tube interrupteur classique qui fonctionne de façon identique par rapport à celui utilisé dans tous les montages de base de temps lignes. La diode V_2 remplit les fonctions de récupération et la diode V_3 redresse les impulsions de surtension dues au retour de balayage. L'enroulement primaire alimente d'autre part les bobines de déviation et les dispositifs de correction que nous n'avons pas représentés dans la figure.

Un enroulement auxiliaire couplé avec le primaire recueille les impulsions de retour et les applique à la grille d'une triode qui les met en forme, puis les transmet à une pentode fonctionnant en interrupteur. Cette pentode V_5 travaille exactement comme le tube final d'une base de temps lignes et les mêmes problèmes se posent en ce qui concerne la forme de la tension

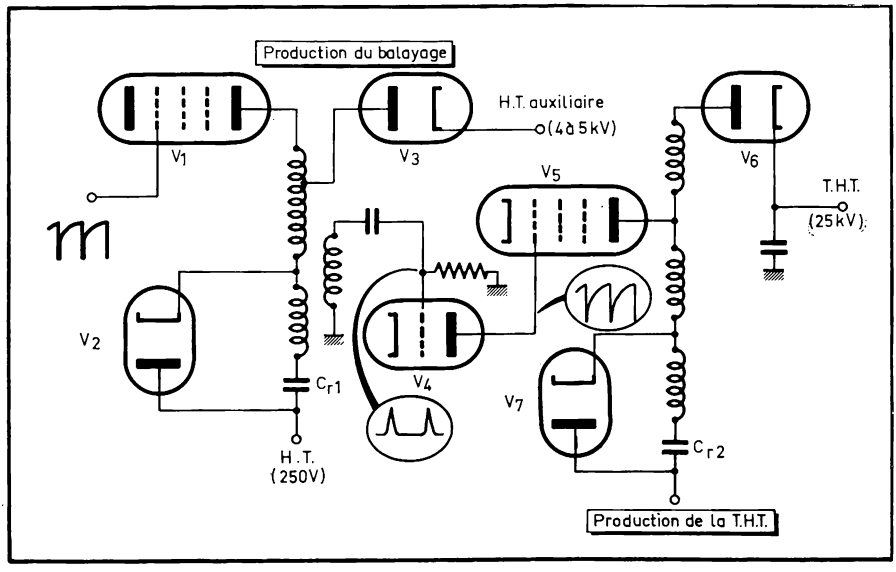


Fig. 27-25. — Schéma de principe du montage bitransformateur dans sa version à tubes. Les fonctions de balayage et de production de la T.H.T. sont dissociées.

de commande, le temps de retour, etc. La diode V_7 est, elle aussi, une diode de récupération.

Deux remarques s'imposent avant d'en terminer avec le fonctionnement de ce montage. Tout d'abord, il faut noter que les signaux de commande appliqués à la triode V_4 doivent obligatoirement être prélevés sur l'enroulement du balayage. En effet, si celui-ci se coupe pour une raison quelconque et que la T.H.T. soit néanmoins appliquée au tube, on risque une destruction irrémédiable de ce dernier. Il faut donc nécessairement que la T.H.T. soit supprimée si le balayage cesse. Deuxièmement, il est indispensable que la T.H.T. soit régulée pour les raisons que nous avons précédemment exposées, mais ici il suffira d'un dispositif de régulation simple, fondé sur l'emploi d'un élément V.D.R. Le fonctionnement de la régulation est identique à celui que nous analyserons un peu plus tard (*cf.* chap. 27, § 4). Quelques précautions particulières devront d'ailleurs être prises à cet égard pour essayer d'abaisser la résistance interne de la source T.H.T. On y parviendra en faisant suivre la V.D.R. par un amplificateur, selon le schéma de la figure 27-26. Dans ce montage la V.D.R. sert à maintenir constante la tension de cathode. La grille de commande est, en ce qui la concerne, attaquée par des impulsions dont l'amplitude est fonction de la T.H.T. La plaque de la pentode V_8 est connectée à la masse par une résistance et un condensateur; son potentiel est donc *négatif* par rapport à la masse et il varie selon l'amplitude des impulsions appliquées sur la grille. La plaque est reliée par ailleurs au tube interrupteur, et commande donc la polarisation de celui-ci.

Outre le fait que la H.T. n'a pas besoin d'être aussi élevée qu'avec le montage monotransformateur, on tire de cette solution un certain nombre d'autres avantages que nous allons rapidement énumérer.

Le circuit de balayage n'étant pas couplé avec l'enroulement T.H.T., on élimine les risques de « rideau » qui sont dus, comme nous l'avons noté, à l'inductance de fuite plus particulièrement. Le respect du temps de retour est plus facile à réaliser puisque, d'une part, les capacités parasites sont

réduites dans de grandes proportions (il faudra même, dans certains cas, ajouter un condensateur pour réaliser l'accord), et que, d'autre part, on pourra l'allonger pour ce qui concerne le transformateur T.H.T. Les tubes travaillent dans de meilleures conditions de sécurité et de fiabilité, puisqu'ils fournissent des puissances beaucoup plus faibles comparées à celles d'un montage monotransformateur. On voit donc que le montage bitransformateur est très séduisant, d'autant plus que, comme corollaire à ces avantages, son étude est beaucoup plus simple. Malheureusement, comme il a besoin d'un plus grand nombre de composants, il est légèrement plus onéreux.

3. — Synchronisation de la base de temps lignes

Nous l'avons précisé au début de ce chapitre : la synchronisation de la base de temps lignes doit être beaucoup plus précise que celle de la base de temps trames. En effet, un simple calcul montre que si une erreur de l'ordre de 1 μs se produit dans le déclenchement du relaxateur, elle se traduit par un déplacement horizontal de 1 cm pour un tube de 49 cm de largeur en balayage 819 lignes. La durée d'une trame étant de 20 ms, la même erreur dans le déclenchement de la base de temps verticale ne se traduit que par un déplacement vertical d'une fraction de millimètre.

Ces erreurs dans le déclenchement de la base de temps horizontale peuvent être dues à des causes variées, et notamment à un signal de synchronisation affecté par le bruit, comme l'indique la figure 27-27. Dans les montages transistorisés, ces erreurs peuvent être dues aux transistors eux-mêmes dont le temps de réaction n'est pas nul; en effet, les charges accumulées par un transistor exigent un certain délai pour se dissiper, mais, en revanche, elles ne s'accumulent pas instantanément.

Ainsi, la synchronisation directe, telle qu'elle est effectuée dans la base de temps verticale, n'est pas satisfaisante; mais nous devons à la vérité de dire qu'elle a été utilisée dans les premiers temps de la télévision. Il faut d'ailleurs préciser que si l'on veut réaliser un récepteur économique, à tubes, et fonctionnant en champ puissant et peu perturbé par les parasites, on peut utiliser la synchronisation directe.

3-1. — *MONTAGE A EFFET DE VOLANT*

Les montages à effet de volant sont connus dans la littérature anglo-saxonne sous l'expression *flywheel circuit*. Le cœur de tous ces montages est constitué par un circuit accordé à coefficient de surtension élevé, assimilable à un volant mécanique très lourd. Le circuit est caractérisé par une fréquence propre qui est théoriquement égale à celle de la fréquence lignes.

Les impulsions en provenance de l'étage de séparation vont faire osciller le circuit-volant, qui atteint, au bout d'un certain temps, son régime de fonctionnement. Lorsque ce régime est atteint, les perturbations du signal de synchronisation sont pratiquement sans effet, à cause de l'inertie du volant. On peut d'ailleurs démontrer que le régime de fonctionnement est atteint au bout d'un temps t donné par

$$t = T_1 \frac{Q}{\pi},$$

où T_1 est la période de lignes et Q le coefficient de surtension du circuit.

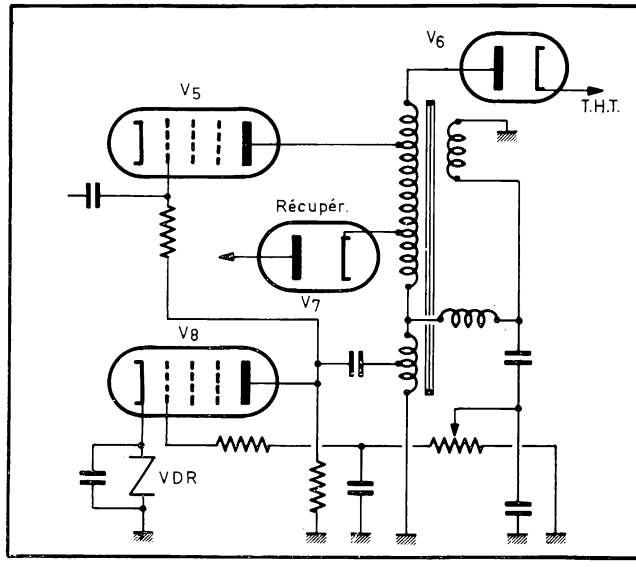


Fig. 27-26. — Etage producteur de la T.H.T. dans un montage bi-transformateur avec régulation par utilisation d'une V.D.R.

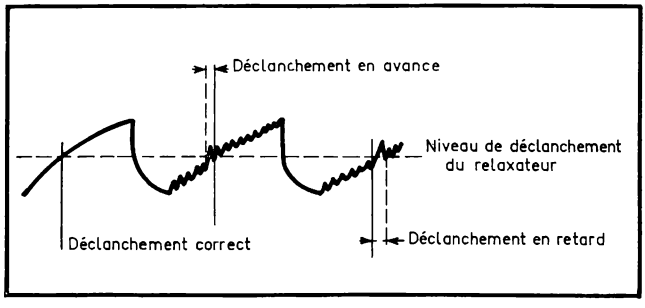


Fig. 27-27. — De faibles perturbations du signal de commande du relaxateur lignes peuvent déclencher celui-ci trop tôt ou trop tard.

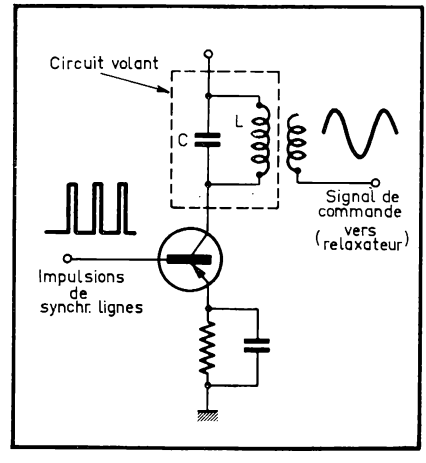


Fig. 27-28. — Schéma fondamental d'un étage à circuit volant. Le coefficient de surtension du circuit LC doit être grand afin que les erreurs de déclenchement soient sans effet sur lui.

Pour que le circuit décroche, il faut que les impulsions de synchronisation disparaissent pendant un temps égal à t. Pour fixer les idées, supposons que le coefficient de surtension en charge soit de 30 (environ 10 π); le circuit volant n'aura plus d'effet qu'après la disparition d'une dizaine d'impulsions de synchronisation lignes.

Ce montage est séduisant par sa simplicité, comme on peut le constater à l'examen du schéma de la figure 27-28. Malheureusement, il souffre d'un certain nombre d'inconvénients qui font que son emploi a pratiquement été abandonné à l'heure actuelle.

En effet, le circuit-volant devrait être parfaitement accordé sur la fréquence lignes, ce que l'on peut réaliser à court terme, mais pas à long terme, du fait du vieillissement des composants ou de l'élévation de la température. Il s'ensuit des décadrages de l'image plus ou moins importants, mais toujours ennuyeux à rattraper. De plus, dans la réalisation d'appareils multistandards, il faut prévoir un nombre de commutations relativement important, et on ne peut pas être assuré qu'elles fonctionneront correctement à chaque changement de standard pour ce qui concerne la précision de l'accord. D'autre part, si la fréquence lignes varie à l'émission pour une raison quelconque, la fréquence du circuit-volant restant constante, il se produit des variations d'amplitude du signal fourni par le circuit-volant et un déphasage, qui peut être grave, entre les signaux de synchronisation et ceux fournis par le circuit-volant.

3-2. — *MONTAGES COMPARATEURS DE PHASE*

A bien y réfléchir, on voit que l'inconvénient majeur des circuits à effet de volant est d'imposer une fréquence qui peut ne pas être correcte pour les raisons que nous avons exposées. Et en fait, ce que nous voulons, c'est faire varier la fréquence du relaxateur de façon à rattraper les erreurs de déclenchement. Pour détecter ces erreurs, nous allons comparer la fréquence propre du relaxateur à celle des signaux de synchronisation lignes, puis le résultat de cette comparaison sera transmis au relaxateur, qui sera corrigé en conséquence.

Le schéma synoptique est celui de la figure 27-1 du début de ce chapitre. Les signaux en provenance de l'étage final et de l'étage de séparation sont comparés de façon qu'ils s'annulent s'ils sont en phase ou de même fréquence (le relaxateur oscille alors sur sa fréquence propre). Mais si les deux signaux sont déphasés, le comparateur émet un signal de correction qui, avant d'être transmis au relaxateur, sera filtré, de manière à obtenir une tension continue variable.

Il existe de très nombreux schémas de comparateurs de phase et nous en étudierons quelques-uns un peu plus loin, sans pour cela être exhaustifs. Mais nous allons préciser auparavant deux notions importantes.

La fréquence propre du relaxateur f_p ne correspond pas exactement à la fréquence lignes f_l. Si la différence entre ces deux fréquences est trop grande, il se produit évidemment une désynchronisation. On appelle plage de maintien ou quelquefois plage de tenue (et en anglais *holding range*) la différence admissible entre f_p et f_l pour laquelle il ne se produit pas de désynchronisation.

Cependant, la désynchronisation étant intervenue, il existe encore une plage dans laquelle le synchronisme peut être obtenu à nouveau. On l'appelle *plage de capture* (et en anglais *pull in range*). En dehors de cette plage de capture, la synchronisation ne peut plus être réalisée sans intervention manuelle.

Pour préciser ces notions, nous allons d'abord nous aider de la figure 27-29, dans laquelle nous avons représenté, en *a*, le signal S_s issu du relaxateur et superposé au signal S_c provenant de l'étage de séparation, tous les deux étant, par ailleurs, correctement positionnés et de même fréquence. Le signal de comparaison est donc nul dans ce cas, puisqu'il n'y a pas d'erreur. Supposons, dans un premier temps, qu'il se produise un déphasage; les signaux sont maintenant positionnés selon la figure *b*. Un signal d'erreur est émis par le dispositif comparateur, et ce signal doit être de polarité telle qu'il ramène la phase du relaxateur à sa valeur correcte.

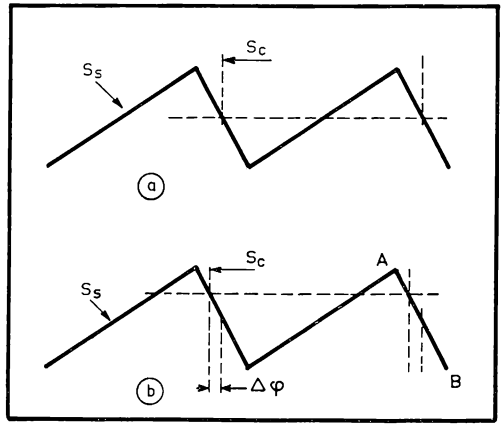


Fig. 27-29. — Lorsque les signaux provenant de l'étage séparateur et de l'étage relaxateur (en pratique du transformateur T.H.T.) sont en phase, le montage comparateur de phase ne produit aucune tension. S'il y a décalage $\Delta\varphi$, le comparateur émet un signal de correction.

Si le signal de synchronisation arrive en dehors de la partie AB, c'est-à-dire pratiquement pendant le temps d'aller de la ligne, il y a désynchronisation. La partie AB est donc caractéristique de la plage de maintien. Il est intéressant qu'elle soit aussi large que possible. On peut démontrer que la largeur de cette plage est fonction du gain de la boucle constituée par le relaxateur suivi de l'amplificateur et du comparateur.

En effet, pour une variation $\Delta\varphi$ de la phase, le comparateur fournit une tension Δv_c de correction. Cette tension peut être plus ou moins élevée selon la conception de l'ensemble, et l'on peut définir la qualité de celui-ci par le rapport

$$\mu = \frac{\Delta v_c}{\Delta \varphi}.$$

D'autre part, pour une variation de tension de commande Δv_c appliquée à l'oscillateur, la fréquence de celui-ci varie d'une quantité Δf, de sorte que l'on peut définir la sensibilité de l'oscillateur par un autre rapport qui est

$$\beta = \frac{\Delta f}{\Delta v_c}.$$

Par définition, le gain de la boucle est le produit de ces deux rapports, d'où

$$\gamma = \mu\beta = \frac{\Delta f}{\Delta \varphi} \quad \text{et} \quad \Delta\varphi = \frac{\Delta f}{\gamma}.$$

La plage de capture est liée, quant à elle, à la sensibilité du relaxateur et à la bande passante du filtre qui est interposé entre le dispositif de comparaison et le relaxateur. Précisons que ce filtre est nécessaire pour absorber les perturbations dues au bruit ou aux parasites. Sa bande passante doit donc

être limitée afin que son temps de réponse soit assez long. En fait, comme avec le circuit-volant, on met à profit l'inertie du montage pour rendre inefficaces les perturbations fugitives.

Malheureusement, si la fréquence du signal de correction issu du comparateur est élevée, le filtre en empêchera la transmission, de sorte que le relaxateur continuera d'osciller sur sa fréquence propre. Il y a donc un compromis délicat à réaliser entre la bande passante du filtre et la plage de capture. On y parvient en prévoyant des filtres à double constante de temps qui, pour les fréquences inférieures à quelques hertz, n'atténuent pratiquement pas le signal de correction v_c et qui, pour les fréquences supérieures, introduisent une certaine atténuation compatible avec la sensibilité du relaxateur. La figure 27-30 montre la courbe de réponse d'un tel filtre, ainsi qu'un exemple de réalisation possible.

La sensibilité du relaxateur est, elle aussi, une caractéristique déterminante dans l'étendue de la plage de capture. Cela se conçoit aisément, puisque la différence de fréquence que l'on pourra rattraper sera d'autant plus grande que le relaxateur pourra être synchronisé avec une tension de correction plus faible. Et on comprend bien l'intérêt de cette sensibilité quand on examine la courbe de réponse du filtre qui atténue les fréquences élevées. A mesure que cette fréquence décroît, la tension de correction augmente. Ainsi, comme nous l'avons précisé plus haut, sensibilité et bande passante du filtre sont deux caractéristiques déterminantes pour la plage de capture.

L'expérience montre d'ailleurs que la plage de maintien doit être du même ordre de grandeur que celle de capture — un peu plus réduite tout de même — sans quoi les réglages deviennent difficiles.

Nous allons analyser maintenant quelques montages de comparateurs de phase en nous limitant d'ailleurs à leurs principes de fonctionnement.

3-2-1. — *Comparateur à coïncidence*

Ce montage, dont le schéma est représenté dans la figure 27-31, est assez peu utilisé, mais il est néanmoins intéressant à connaître. Les impulsions de retour lignes sont appliquées sur la plaque d'une triode (ou sur le collecteur d'un transistor, par exemple) et celles provenant de l'étage de séparation sur la grille ou la cathode de cette triode, selon le sens des impulsions.

L'espace grille-cathode constitue une diode d'alignement, de sorte que la tension grille-cathode varie au rythme des impulsions de synchronisation, mais la tension de cathode, par rapport à la masse, varie, elle, au rythme du courant de plaque.

Supposons, dans un premier temps, que les impulsions de synchronisation et de retour soient en phase. Le tube conduit et il apparaît entre la grille et la cathode une tension dont la valeur dépend d'ailleurs du courant d'anode. La grille est négative et la cathode positive. Sur le potentiomètre connecté entre ces deux électrodes, il existe donc un point où la tension est égale à celle de la masse. C'est le point de réglage optimal.

Supposons maintenant qu'il se produise un déphasage entre les impulsions. Selon la position de l'impulsion de retour par rapport à celle de synchronisation, le courant d'anode sera plus ou moins grand. Cela se conçoit aisément puisque le courant de plaque est fonction de la tension appliquée à cette électrode, de sorte que si l'impulsion de retour arrive trop tôt ou trop tard, la tension d'anode est plus ou moins grande. Le potentiel de cathode variant au rythme du courant d'anode, la tension entre la grille et la cathode est plus ou moins élevée, cette tension étant déterminée par l'amplitude des impulsions de synchronisation. En conséquence, si ces dernières restent d'amplitude constante, la tension de grille est fixe, et comme

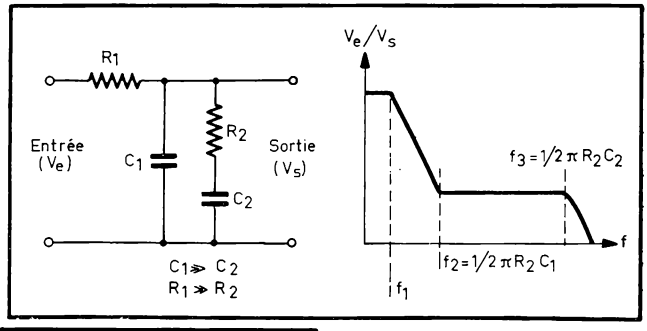


Fig. 27-30. — Exemple de montage à double constante de temps et sa courbe de réponse en fonction de la fréquence. La première fréquence de coupure $f_1 = 1/2\pi R_1 C_1$.

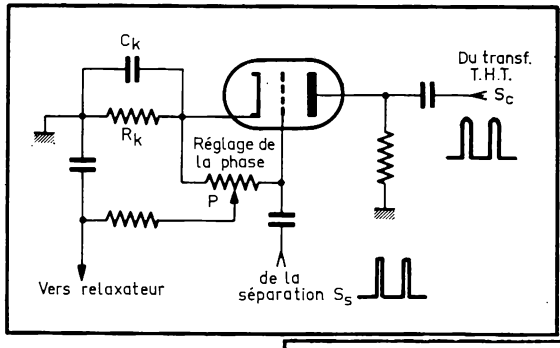


Fig. 27-31. — Schéma d'un montage comparateur à coïncidence. Pour que le comparateur ne délivre aucune tension, il faut que l'impulsion de synchronisation coïncide exactement avec le milieu du flanc montant de l'impulsion de retour.

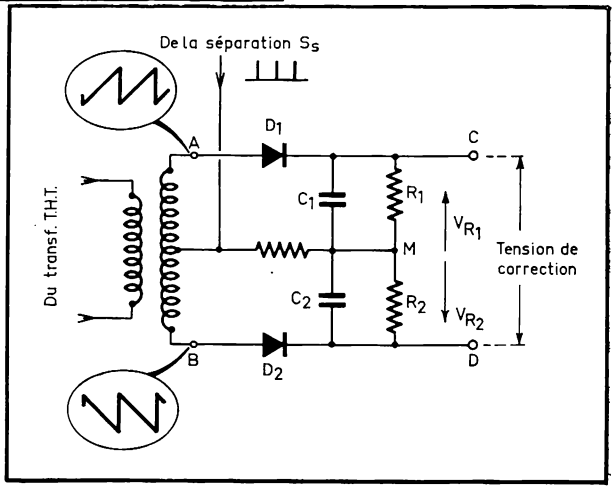


Fig. 27-32. — Schéma type du comparateur de phase symétrique analogue à un discriminateur du type Foster-Seeley. Les impulsions venant de l'étage de séparation sont ajoutées aux dents de scie présentes en A et B. La tension de correction est nulle lorsque les impulsions sont en phase avec les dents de scie.

la tension de cathode est variable, la tension au curseur est elle-même variable positivement ou négativement, suivant la non-coïncidence dans un sens ou dans l'autre des deux impulsions.

3-2-2. — *Comparateur de phase symétrique*

Ce genre de montages est de loin le plus employé, avec de nombreuses variantes. Tous découlent du principe du discriminateur de Foster Seeley. Un des schémas très couramment employé est celui de la figure 27-32, ramené d'ailleurs à sa plus simple expression. Les signaux, généralement en prove-

nance du transformateur T.H.T., sont appliqués aux bornes A et B, soit par l'intermédiaire d'un enroulement à point milieu, soit grâce à un tube ou un transistor déphaseur.

Les points CD et M sont au même potentiel en l'absence d'impulsions de synchronisation, le montage étant symétrique. Lorsqu'une impulsion de synchronisation arrive, les diodes sont rendues conductrices et le potentiel du point M est à peu près le même que celui de C et D si la phase est correcte.

Si un déphasage apparaît entre les impulsions de synchronisation et celles du retour, les diodes sont parcourues par des courants différents de sorte que la charge d'un des condensateurs (C_2, par exemple) augmente ($+ v_d$ dans la figure 27-33) et celle de l'autre (C_1) diminue ($- v_d$). Ces deux tensions s'ajoutent en valeur absolue. Cette tension est positive ou négative selon le sens du déphasage.

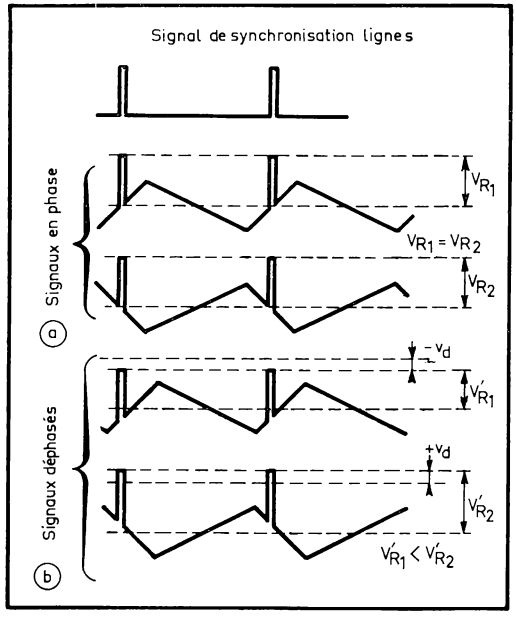


Fig. 27-33. — Les tensions aux bornes des résistances R_1 et R_2 de la figure précédente étant en opposition, selon que leurs amplitudes sont égales ou différentes il apparaît une tension de correction nulle (**a**) ou égale à $2\ v_d$ (**b**).

Dans la figure 27-34, nous avons représenté une variante dans laquelle les signaux de synchronisation sont déphasés et on leur ajoute le signal de retour de lignes. Les graphiques qui accompagnent la figure montrent l'évolution des tensions aux points C et D.

Les résistances et condensateurs étant égaux entre eux, le potentiel moyen du point M est nul lorsque les signaux sont en phase, les impulsions de synchronisation s'annulant entre elles. D_1 conduit pour les alternances positives de la dent de scie et D_2 pour les négatives. Si un déphasage se produit, il y a déséquilibre des tensions appliquées aux diodes et D_1, par exemple, est parcourue par un courant plus élevé que celui traversant D_2. Le condensateur C_3 est donc chargé par un courant égal à la différence de ces courants et une tension de correction apparaît à ses bornes.

Tous ces comparateurs à deux diodes sont très largement employés, pour ne pas dire exclusivement, et sous des formes très diverses. Leur fonctionnement se ramène, en général, à celui des deux montages que nous avons rapidement décrits ici, et nous pensons que nos lecteurs n'auront pas de grande difficulté à les analyser.

3-2-3. — *Comparateur de phase à commutation*

Le schéma de ce type de comparateur est celui de la figure 27-35. Il utilise, lui aussi, deux diodes, mais fonctionne de façon très différente par rapport aux montages précédents.

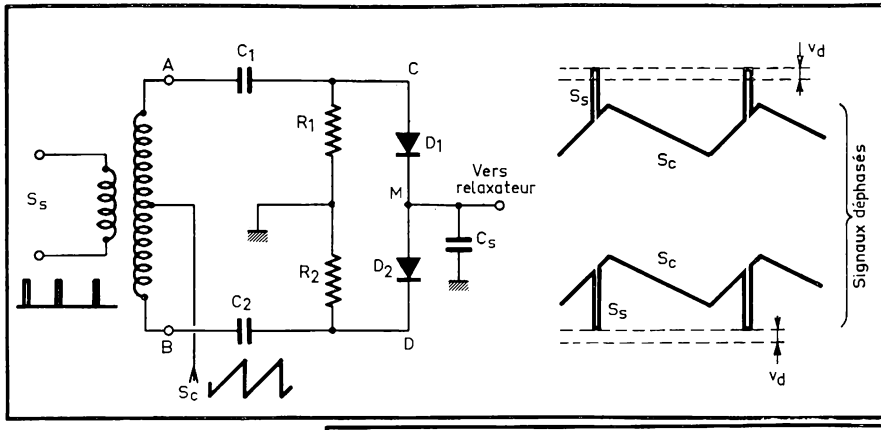


Fig. 27-34, ci-dessus. — Variante du montage de la figure 27-33 et mise en évidence (à droite) du déséquilibre.

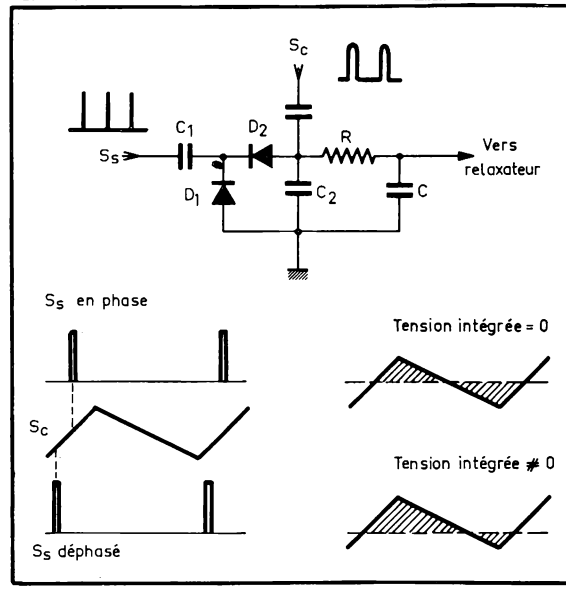


Fig. 27-35, ci-contre. — Schéma de principe d'un comparateur à commutation et courbes montrant que lorsque les signaux sont en phase, la tension intégrée est nulle (surfaces hachurées égales) mais différente de zéro (surfaces hachurées inégales) en présence d'un déphasage.

La diode D_1, associée au condensateur C_1, constitue une diode d'alignement dont le fonctionnement a été étudié précédemment (*cf.* chap. 21, § 4-3). Les impulsions de synchronisation sont donc alignées à leur sommet sur le potentiel de la masse. La diode D_2 ne peut donc conduire que pendant la présence d'une impulsion sur son anode, puisque sa cathode est polarisée positivement par C_1. Elle ne peut conduire que si la charge de C_2 devient plus importante que la polarisation de la cathode de D_2. Tout le fonctionnement est fondé sur cette caractéristique : conduction ou non de D_2 qui constitue la diode de commutation, d'où le nom de ce type de montage.

Le condensateur C_2 reçoit, d'autre part, les signaux en provenance de l'étage relaxateur ou de toute autre partie de la chaîne relaxateur-transformateur T.H.T. La charge de C_2 est variable au rythme des impulsions de retour; elle peut être négative, nulle ou positive suivant le déphasage entre les impulsions. Lorsqu'elle est négative, ce qui correspond à un retard du relaxateur sur les impulsions de synchronisation apparaissant sur D_2, la tension est intégrée par le réseau RC, et il apparaît une tension négative de correction. Inversement, lorsque la charge est positive (avance du relaxateur), la tension qui apparaît aux bornes du réseau intégrateur est positive. Les graphiques de la figure montrent d'ailleurs comment se déroule le fonctionnement.

3-2-4. — *Autres dispositifs de synchronisation*

Comme nous l'avons déjà précisé, il existe une multitude de schémas plus ou moins simples pour assurer la synchronisation du relaxateur. En particulier, on peut associer aux comparateurs proprement dits, qui rétablissent la coïncidence des phases, des circuits qui amènent, à l'intérieur de la plage de capture du comparateur, la fréquence du relaxateur lorsqu'elle se trouve en dehors de cette plage. Nous n'étudierons pas ces circuits, qui sont peu employés.

On peut également utiliser, comme organe de réglage de la fréquence du relaxateur, un étage à réactance aux bornes duquel on applique la tension de correction. On sait qu'un tel étage est assimilable à une capacité variable avec la tension qui est appliquée à ses bornes. Un exemple de schéma est donné dans la figure 27-36, dans laquelle v_c est la tension issue du comparateur et où les éléments R_1 et C_1 sont prévus de façon que la tension de base soit déphasée de $\pi/2$ par rapport à la tension de collecteur. L'ensemble est monté aux bornes de l'enroulement d'un oscillateur bloqué ou sinusoïdal.

4. — Composition générale des bases de temps lignes

Nous allons dans ce sous-chapitre faire une synthèse des bases de temps et étudier en passant quelques circuits auxiliaires dont nous n'avons pas parlé précédemment.

Une base de temps lignes commence toujours par un étage comparateur de phase, plus ou moins élaboré, qui commande un relaxateur, à travers un filtre passe-bas. Ce relaxateur est souvent un oscillateur bloqué, mais actuellement on note un regain d'intérêt pour le multivibrateur à couplage cathodique. On trouve assez souvent, surtout à l'étranger, un oscillateur sinusoïdal qui remplace le relaxateur et dont la tension de sortie est mise en forme par un amplificateur avant d'être appliquée à l'étage interrupteur.

Les arguments techniques et économiques pour tel ou tel type de relaxateur ne sont pas très déterminants dans le choix définitif de celui-ci, et c'est le plus souvent une affaire de goût personnel. La littérature technique est inondée d'articles tendant à démontrer que tel ou tel montage est supérieur à tel autre; mais nous sommes convaincus, en ce qui nous concerne, que la qualité de la base de temps lignes réside avant tout dans le soin que l'on a apporté à sa conception et à sa réalisation. On peut dire en bref que le multivibrateur a pour inconvénient de fournir un signal d'amplitude relativement faible, surtout si on le compare à l'oscillateur bloqué, qui, par ailleurs, possède une faible impédance de sortie. A l'actif de l'oscillateur sinusoïdal on pourra porter son excellente stabilité, mais, encore une fois, tout cela est

affaire de conception et un mauvais oscillateur sinusoïdal sera moins stable qu'un bon oscillateur bloqué, par exemple.

Un des problèmes qui est à prendre en considération est celui de la commutation de la fréquence lignes. Il faut la faire varier en fonction des normes de l'émission reçue, mais cela ne présente pas de grandes difficultés en ce qui concerne le relaxateur, puisqu'il suffira de mettre en service une résistance ou une inductance, ce qui n'exige qu'un seul contact. Le problème est plus difficile dans le transformateur T.H.T. et nous en avons exposé les grandes lignes.

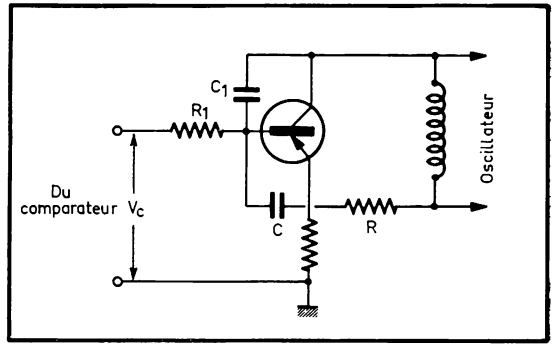


Fig. 27-36. — Montage transistorisé à réactance permettant d'ajuster à l'aide d'une tension continue (ici celle venant du comparateur) la fréquence d'accord de l'oscillateur.

Les étages qui précèdent le tube interrupteur travaillent dans des conditions qui sont en quelque sorte « normales ». Là où le problème devient délicat, c'est dans l'étage interrupteur où l'on travaille avec de grandes intensités. Le montage est alors extrêmement difficile à transistoriser, car l'élément interrupteur doit supporter des courants de plusieurs ampères (une quinzaine pour un téléviseur à grand écran noir-blanc), la coupure devra s'effectuer en quelques microsecondes, et les tensions inverses seront de l'ordre d'une centaine de volts. Les constructeurs de transistors ont eu beaucoup de difficultés à mettre au point des éléments pouvant répondre à toutes ces conditions, et ceux qui existent actuellement ont une fiabilité encore assez réduite. Des progrès seront certainement faits dans ce sens, et déjà il est possible de transistoriser la base de temps lignes des téléviseurs portatifs, pour lesquels le courant exigé est moins important.

Deux tentatives ont été faites pour résoudre ce problème dans le passé. La première était de monter en parallèle ou en série deux transistors de même type, de façon que chacun d'eux ne supporte qu'une moitié du débit ou qu'une moitié de la tension inverse. L'autre portait sur l'emploi d'un thyristor dont le fonctionnement est quelque peu analogue à celui d'un thyratron. Malheureusement, les thyristors présentent l'inconvénient d'être difficiles à bloquer lorsqu'ils sont conducteurs. A notre connaissance, aucune réalisation commerciale n'a encore vu le jour à l'heure où nous écrivons ces lignes.

Les bases de temps lignes sont pourvues de divers circuits accessoires, tels que ceux de la régulation en fonction des variations de la tension d'alimentation, l'effacement des traces de retour, l'obtention de tensions auxiliaires destinées au tube-images et aux dispositifs de convergence dans le cas de la TVC.

La régulation de l'amplitude du balayage en fonction des variations du secteur est obtenue par l'intermédiaire d'un élément V.D.R., comme l'indique la figure 27-37, de façon à rendre variable la polarisation du tube interrupteur en fonction des variations du secteur. La résistance R et la V.D.R. fixent,

pour une position donnée du curseur, le point de fonctionnement de la pentode. Si la tension du secteur augmente, cela se répercute par un accroissement de la H.T. La résistance de la V.D.R. diminue, de sorte que le rapport de division du réseau R-V.D.R. varie, lui aussi. Il en découle que le potentiel obtenu varie négativement, ce qui compense l'accroissement de la H.T. En effet, celui-ci se répercuterait par une augmentation du courant crête fourni par le tube en l'absence de régulation; le recul de la polarisation le maintient constant. Dans le cas où la tension du secteur diminue, le phénomène est évidemment inverse. Les variations de $\pm$ 10 % de la tension du secteur peuvent être ainsi compensées. En général, la régulation est trop efficace, en ce sens que la tension négative est trop grande. Il faut donc la diminuer grâce à des impulsions positives, aussi stables que possible, prélevées le plus souvent sur un point de l'enroulement de récupération. C'est le condensateur C_p qui, dans la figure 27-37, amène ces impulsions. On rencontrera ce même dispositif de régulation dans les montages bitransformateurs pour la régulation de la T.H.T. et du balayage. L'inconvénient de la V.D.R. est d'augmenter sensiblement la résistance interne de la source, ce qui se traduit par une diminution du rendement global de l'étage.

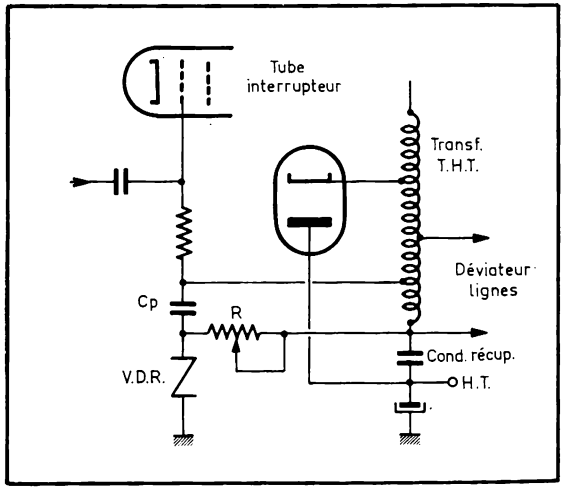


Fig. 27-37. — Montage à V.D.R. pour la stabilisation de largeur d'image en dépit des variations de la tension du secteur. La liaison VDR-grille se fait sans condensateur C_p; celui-ci est placé entre cette liaison et le transformateur T.H.T.

Les dispositifs d'effacement du retour de l'image sont de structure très simple. La figure 27-38 en montre un exemple. Un enroulement couplé au transformateur T.H.T. recueille les impulsions de retour qui sont transmises au wehnelt (ou le plus souvent, et surtout en TVC, à l'anode d'accélération), ce qui « interrompt » le faisceau. Celui-ci est, en principe, interrompu pendant le temps de retour, mais s'il se produit une désynchronisation telle que le retour s'effectue avant la fin de l'analyse de l'image ou se poursuit après le début de l'analyse (temps de retour trop long), cela se traduit par des replis ou des voiles de l'image, que le dispositif d'effacement éliminera.

5. — Exemples de réalisations pratiques

Nous terminerons ce chapitre par l'étude de deux réalisations pratiques de bases de temps lignes, l'une pour la TV noir-blanc, et l'autre pour la TV

couleurs. Cela nous permettra, au passage, de préciser quelques notions et d'étudier le fonctionnement de quelques circuits particuliers, dont nous n'avons pas parlé, mais qui ne sont pas très courants.

5-1. — *BASE DE TEMPS LIGNES A TRANSISTORS POUR TV ACHROME*

Le schéma que nous allons analyser et qui est représenté dans la figure 27-39 est tiré d'un récepteur portatif réalisé par *Ducretet-Thomson.*

Les signaux issus de l'étage séparateur sont transmis à un comparateur de phase construit autour de T_1 (AC 130), qui est un transistor symétrique et qui reçoit sur son collecteur les signaux en provenance du transformateur T.H.T. La tension de collecteur de T_1 est fonction de la phase respective des signaux de synchronisation et des signaux de retour lignes.

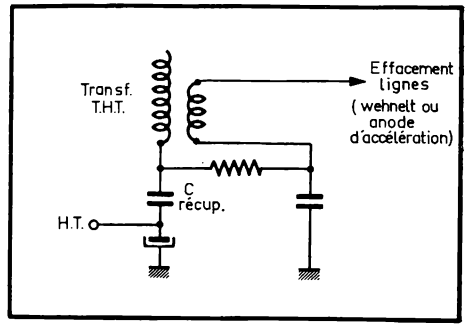


Fig. 27-38. — Exemple de montage pour l'effacement des traces de retour lignes. Bien souvent le montage sera suivi d'un mélangeur d'effacement qui incorpore les signaux de retour lignes et trames.

Les signaux de synchronisation arrivent en polarité positive sur la base, et ceux de retour, qui ont la forme d'une dent de scie, se répartissent autour du potentiel zéro du fait du condensateur de liaison. Suivant la phase des signaux, ou si l'on préfère suivant leur position, le transistor conduit et il apparaît sur la charge d'émetteur une tension positive, négative ou nulle (concordance des phases). En effet, un transistor symétrique est caractérisé par le fait qu'une tension positive de base peut provoquer, selon la tension de collecteur, un courant de collecteur positif ou négatif.

Une tension continue est superposée à la tension en dents de scie, et cette tension continue est appliquée par R_1. Cette tension permet de régler la fréquence lignes suivant les normes de l'émission reçue (R_4 pour le 625 l. et R_3 pour le 819).

L'étage comparateur est suivi d'un adaptateur d'impédances constitué par le transistor T_2, qui est nécessaire en raison de la faible impédance d'entrée de l'oscillateur bloqué lorsque celui-ci est saturé.

Ce dernier étage est tout à fait classique. Signalons simplement que l'asservissement en fréquence est réalisé grâce à la polarisation de la base par la tension de correction issue du comparateur et que la commutation en fréquence est effectuée par la mise en service ou hors service d'un condensateur de 0,1 μF. L'oscillateur bloqué est suivi d'un étage « driver » évitant toute réaction du transistor interrupteur sur l'oscillateur.

Le transistor interrupteur T_5 est capable de dissiper 85 W et son temps de chute est inférieur à 1 μs. Comme d'autre part sa tension de saturation est faible, il ne dissipera qu'une puissance relativement faible lorsqu'il sera saturé, et l'échauffement sera lui-même relativement faible; néanmoins il sera nécessaire de monter ce transistor sur un radiateur.

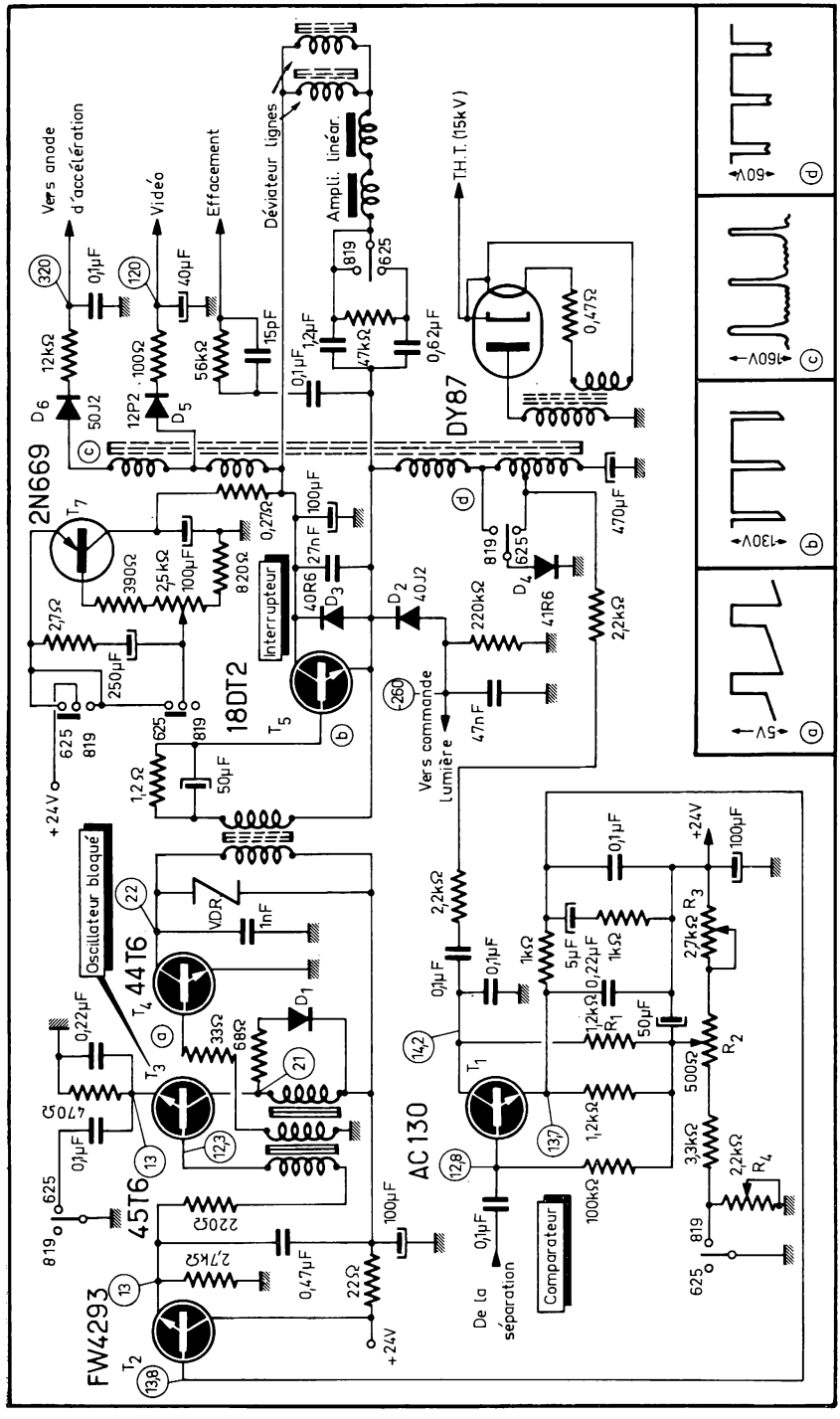


Fig. 27-39. — Schéma d'une base de temps ligne complète à transistors.

Le gain du transistor étant maximal pour une tension de collecteur de 48 V et la tension d'alimentation n'étant que de 24 V, un montage de récupération est prévu, qui porte la tension de collecteur à la valeur nécessaire. Une commutation de standard permet, d'autre part, d'ajuster la tension de collecteur suivant la fréquence lignes.

Le redressement de la tension de T.H.T. est assuré par une diode DY 87 qui est chauffée par un petit enroulement auxiliaire sur le transformateur T.H.T.

Un certain nombre d'autres tensions nécessaires pour le tube-images sont obtenues par D_2, qui procure une tension négative de — 260 V pour la commande de lumière, D_6 qui alimente l'anode d'accélération, D_5 qui fournit une tension de 120 V pour le dernier étage de la chaîne vidéo.

Des impulsions d'effacement lignes sont transmises directement au wehnelt par l'intermédiaire d'un réseau RC.

L'accord sur l'harmonique 3 est réalisé par une inductance réglable montée en série dans la charge du transistor interrupteur, dans laquelle on trouve, de plus, le condensateur de S commutable suivant les normes de l'émission reçue.

Un circuit de sécurité est prévu pour protéger le transistor de sortie, circuit construit autour de T_7 et qui évite que le transistor de sortie fonctionne en dehors des limites normales de son utilisation lors de la mise sous tension ou des commutations. Toutes ces opérations sont alors réalisées avec une tension nulle sur le circuit de puissance lignes. Le circuit de base du transistor de sécurité comporte une cellule à constante de temps relativement longue qui sera mise en service à chaque opération et qui placera T_7 en état bloqué. Pendant le fonctionnement normal, ce transistor est saturé et le transistor de sortie alimenté.

5-2. — *BASE DE TEMPS LIGNES POUR TVC*

Le schéma que nous allons décrire ici a été étudié pour commander un tube trichrome 110° à canons co-planaires, associé à un déviateur fournissant un champ en coussin fortement accentué afin de réaliser un ensemble autoconvergent (système 20 AX de R.T.C.). Ce montage est complémentaire de la base de temps trame étudiée au chapitre précédent (fig. 26-21).

La figure 27-40 montre l'oscillateur et la commande de lignes avec le transistor de sortie BU 208. La simplicité du schéma est due au fait qu'un circuit intégré TBA 920 remplit plusieurs fonctions :

— Séparateur de synchronisation : les signaux vidéo arrivent sur la borne 8, sont traités, puis transmis, par la borne 7, au transistor T_1 qui trie les impulsions de trames;

— Oscillateur lignes dont la fréquence est ajustée par des potentiomètres;

— Comparateur de phase : les impulsions de retour lignes sont transmises à la borne 5 du circuit intégré par l'intermédiaire d'un réseau de mise en forme.

Les signaux lignes sont appliqués à la base de T_2, mis en série avec T_3. Un transformateur inséré dans le circuit de collecteur fournit, par l'intermédiaire d'un réseau de mise en forme et avec l'adaptation convenable, les signaux de lignes au transistor final BU 208, transistor spécialement conçu à cet effet.

Nous ne nous étendrons pas sur ce circuit dont la simplicité est illusoire. En effet, pour expliquer les fonctions de chacun des réseaux R-C connectés aux bornes du circuit intégré, il faudrait « décortiquer » complètement celui-ci ce qui donnerait un schéma couvrant au minimum deux pages de ce livre.

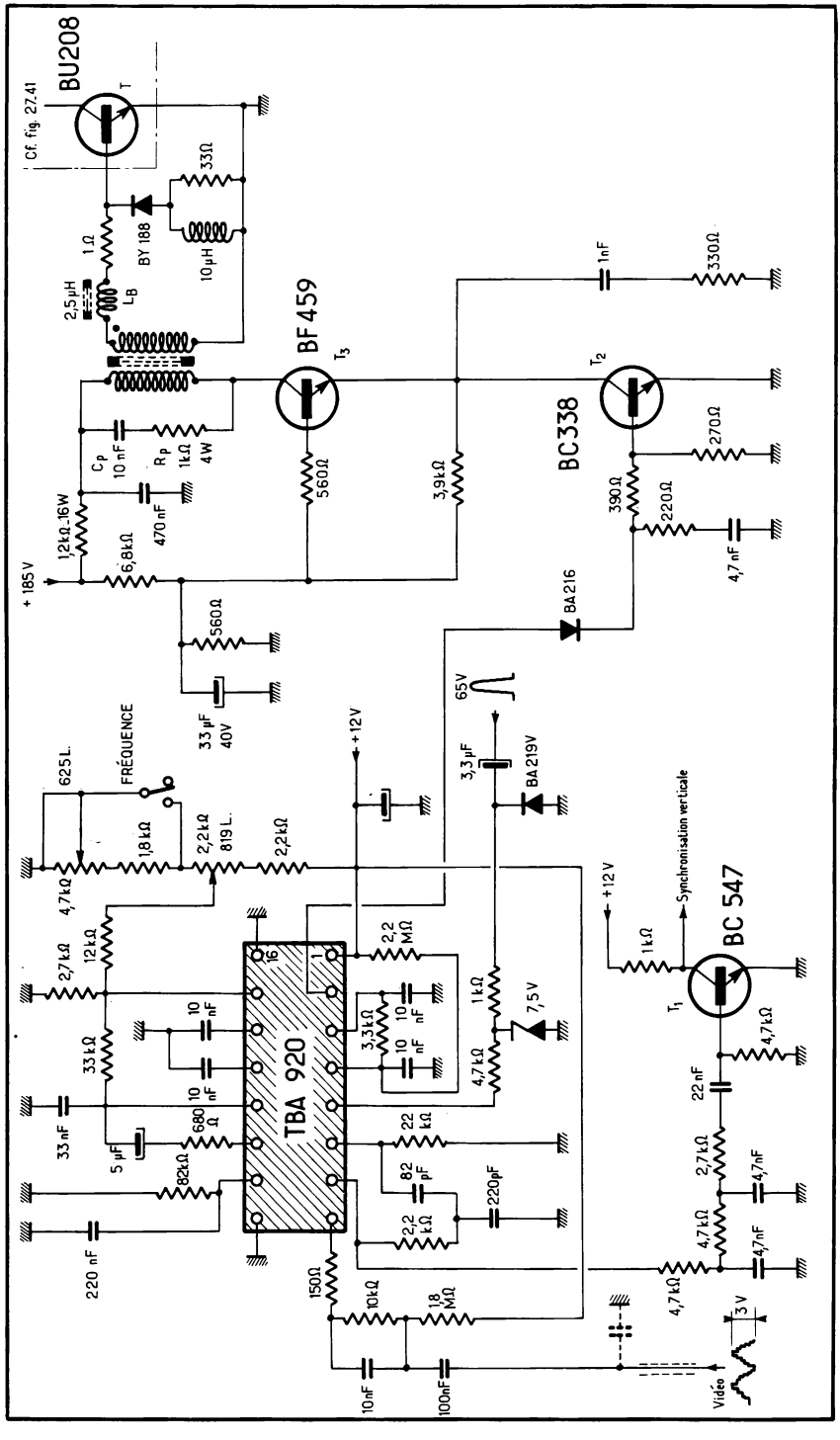


Fig. 27-40. — Oscillateur et commande de lignes pour récepteur TVC. On remarquera que la base de temps est réalisée au moyen d'un circuit intégré.

Nous reviendrons plus en détail dans un chapitre ultérieur sur la « philosophie » des circuits intégrés.

La figure 27-41 qui représente les circuits de balayage lignes et de T.H.T. apparaît plus traditionnelle au premier abord. En réalité, le schéma est assez particulier par rapport à ceux utilisés avec des tubes trichromes à canons en delta.

Partant du haut de la figure, on voit que la T.H.T. est obtenue par un montage tripleur, constitué par des associations de diodes et de condensateurs. Nous étudierons ultérieurement le fonctionnement de ce système dans le chapitre réservé à l'alimentation. On remarquera un départ vers un circuit dit « limiteur de courant de faisceaux » dont la fonction est précisément d'éviter que les cathodes débitent une intensité trop importante, soit à cause d'une défectuosité des circuits, soit par suite de surbrillances passagères.

Le transistor BU 208 alimente le déviateur lignes au travers d'un condensateur de S (avec commutation pour 819 et 625 lignes) et d'une bobine de linéarité réglable. Il n'y a pas de correction de cadrage puisque le décentrage de l'image est minime, si la pureté de couleur et la convergence statique sont correctement réglées. On s'est contenté de mettre en série deux résistances de faible valeur que l'on peut court-circuiter pour corriger les erreurs de non-linéarité dues soit à un léger décadrage, soit à d'autres causes. A la suite du déviateur lignes, on trouve les circuits de correction analysés au chapitre 25 et se rapportant au système 20 AX (*cf.* chap. 25, § 5-3).

Puis, en bas de la figure, on trouve un circuit baptisé « modulateur à diodes » associé à un circuit de correction G-D (gauche-droite), lesquels ont pour fonction de moduler la correction de S. En effet, si celle-ci n'était pas modulée, la correction de S serait correcte le long de la médiane horizontale de l'écran, mais excessive en haut et en bas de l'image, du fait de l'hétérogénéité du champ de déviation. Pour pallier cet effet, le taux de modulation de la correction de S doit être plus grand que celui du courant de déviation. En pratique, la tension de modulation V_{mod} a une forme parabolique concave, à la fréquence de trames et une amplitude égale à environ 12 % de la tension d'aller de balayage présente aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur de lignes. La valeur instantanée de cette tension est maximale lorsque le balayage se produit en haut et en bas de l'image et minimale au centre.

Ce modulateur à diodes fournit également les tensions d'alimentation au circuit de balayage vertical. Une résistance court-circuitée en 625 lignes permet de fournir toujours les mêmes tensions.

La figure 27-42 représente le circuit schématisé par un bloc noté G-D dans la figure 27-41. Il permet la commande de correction gauche-droite.

La tension parabolique à la fréquence de trames pour l'attaque de ce circuit ne peut être prélevée aux bornes de la capacité de liaison de l'étage de sortie de trames car cette tension dépend fortement de la température. La tension de commande en dent de scie est prise aux bornes de la résistance de contre-réaction de l'étage de sortie de trames et mise en forme dans un intégrateur de Miller pour obtenir la parabole.

Afin de conserver la même profondeur de modulation dans les deux standards, il faut commuter l'amplitude de la parabole : en 819 l, l'amplitude est plus grande qu'en 625 l. Deux potentiomètres ajustables commutés permettent de régler la correction de coussin pour chaque standard.

La forme correcte de la tension de commande est obtenue par une VDR placée aux bornes des potentiomètres de réglage de la correction de coussin.

La sortie du circuit de commande est connectée au modulateur à diodes au travers d'une bobine de 5 mH pour que le circuit présente une impédance élevée à la fréquence de lignes et une inductance beaucoup plus grande que celle de la bobine de compensation.

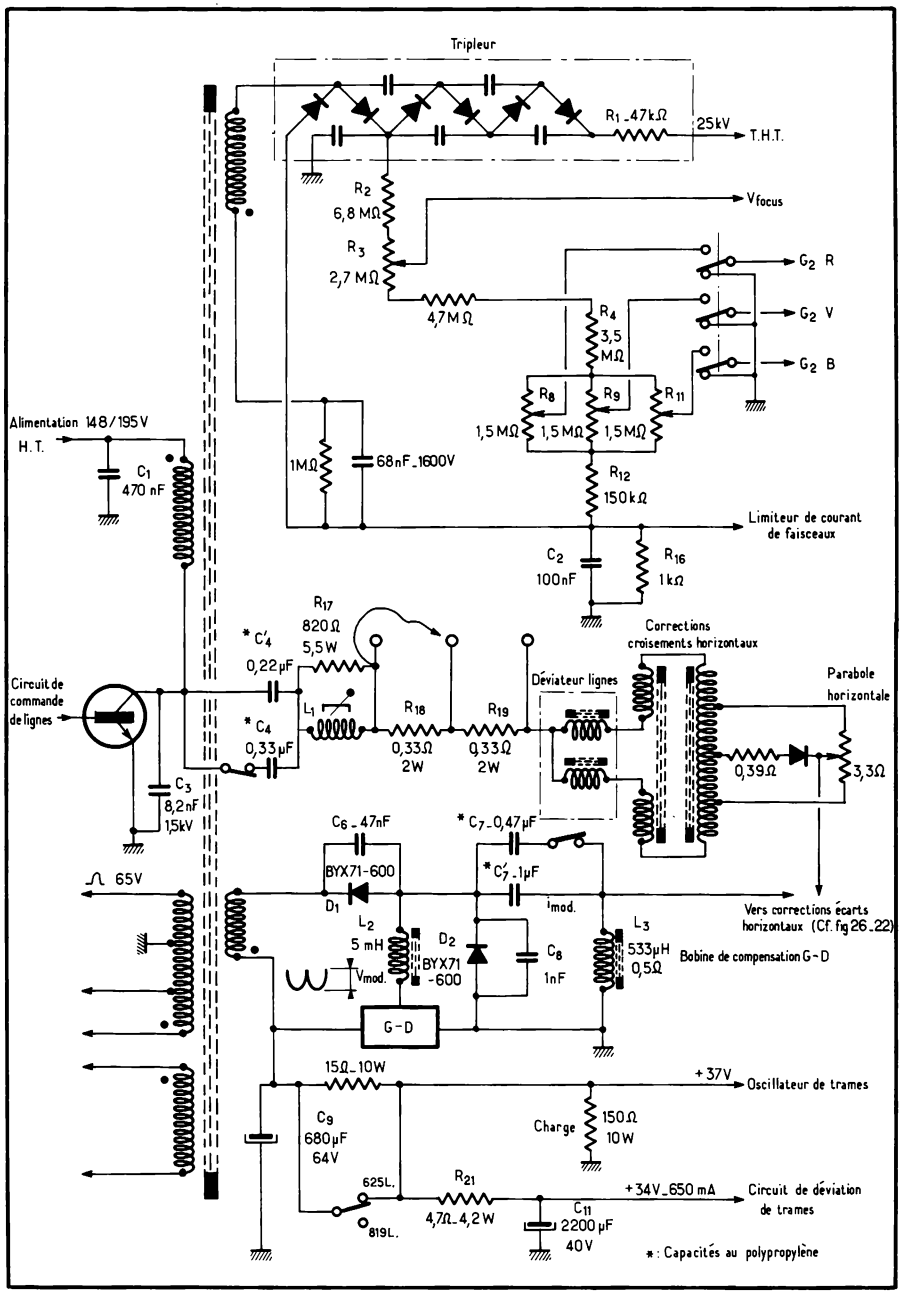


Fig. 27-41. — Balayage lignes et production de la T.H.T. Certains circuits de cor r ection de la trajectoire des faisceaux sont également représentés.

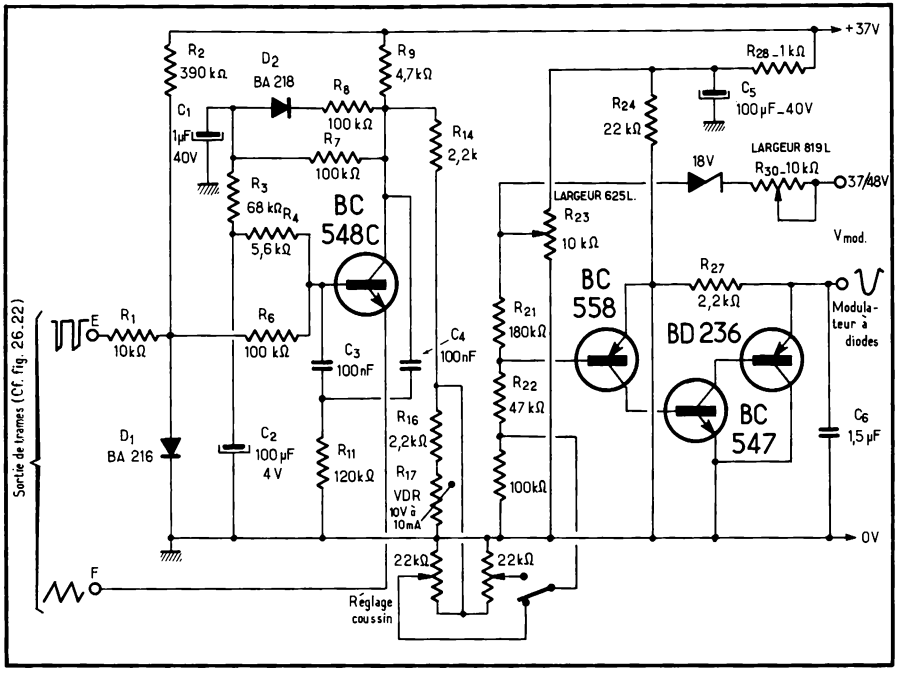


Fig. 27-42. — Commande de correction gauche-droite.

De plus, les courants résiduels à la fréquence de lignes traversant l'inductance L_2 sont découplés par le condensateur C_6.

La largeur d'image doit être commutée pour chaque standard. Cette commutation est effectuée automatiquement par la diode zener de 18 V en série avec le potentiomètre d'ajustage 819 l : lorsque la tension issue du modulateur à diodes est de 37 V, la tension aux bornes de la diode zener est inférieure à 18 V, le potentiomètre R_{30} est déconnecté et la largeur est ajustée par R_{23} ; si au contraire la tension est de 48 V, la zener devient conductrice et le potentiomètre R_{30} permet alors d'ajuster la largeur d'image en 819 l.

CHAPITRE 28

LE RÉCEPTEUR SON

On sait qu'il existe deux grandes méthodes de modulation du son : modulation d'amplitude et modulation de fréquence. Pour le récepteur son d'un téléviseur, la première conduit à des schémas synoptiques analogues, à quelques détails près, à ceux des récepteurs de radiodiffusion à modulation d'amplitude. La seconde a deux variantes : une que nous qualifierons de classique, car le schéma du récepteur est alors analogue à celui d'un récepteur FM; une deuxième, connue sous le nom de système interporteuses (« intercarrier » en anglais), très particulière à la technique TV.

Nous n'étudierons pas ici les circuits B.F. qui sont exactement les mêmes que ceux employés en radiodiffusion ou en reproduction musicale.

Nous nous occuperons, dans la première partie, des récepteurs faisant appel à la technique classique, en insistant un peu plus sur les procédés particuliers à la FM. Dans la seconde partie, nous étudierons le procédé interporteuses qui, pour les Français, n'a qu'un intérêt documentaire, mais qui est très utilisé en Europe. Nous terminerons par quelques remarques sur les solutions adoptées dans les téléviseurs multinormes.

1. — Récepteur son de structure classique

Le schéma synoptique d'un récepteur son TV est identique, dans son principe, à celui d'un récepteur de radiodiffusion. Trois différences fondamentales doivent néanmoins être relevées :

a. — *Changement de fréquence commun aux voies vision et son;*

b. — *Bande passante relativement large pour l'amplification F.I.*, de l'ordre de 300 à 500 kHz;

c. — *F.I. son élevée* (39,2 MHz en France).

1-1. — *LES CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR F.I. SON*

Le schéma synoptique de la figure 28-1 est celui du récepteur son dans le cas où la réception s'effectue de façon classique. Si le son est modulé en amplitude, la voie son est celle qui est représentée en trait plein; s'il est modulé en fréquence, la chaîne son est celle en trait interrompu.

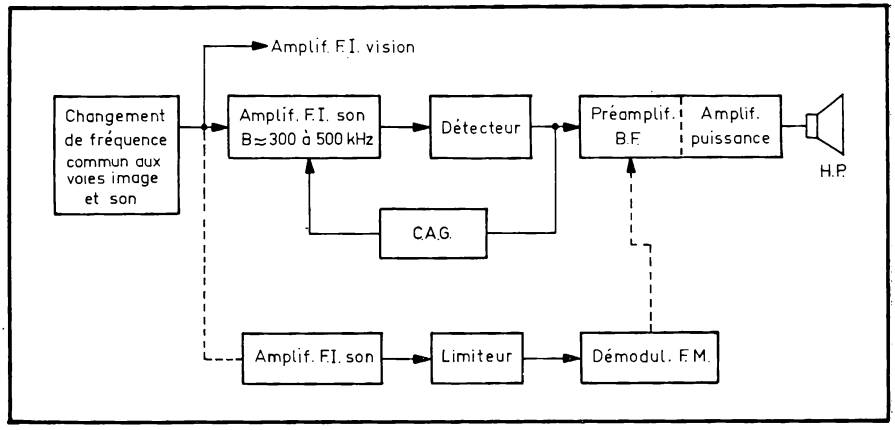


Fig. 28-1. — Schéma synoptique du récepteur son d'un téléviseur : en trait plein pour la réception en A.M., et en pointillé pour la réception en F.M., mais dans ce dernier cas un autre procédé, dit « interporteuses », peut être employé.

L'amplificateur F.I. est à bande relativement large en modulation d'amplitude, de façon à éviter les évanouissements de son lors des dérives en fréquence de l'oscillateur local. On se souvient, en effet (*cf.* chap. 18, § 2-4-1), que l'oscillateur local n'est pas parfaitement stable. Sa dérive est de l'ordre de 100 à 150 kHz, de sorte que la fréquence intermédiaire son peut varier de 300 kHz (à cause de l'inversion des canaux l'oscillateur travaille tantôt au-dessus, tantôt au-dessous de la porteuse). Par conséquent, en prévoyant une bande passante relativement large, on élimine les risques d'évanouissement du son. La largeur nécessaire de la bande est assez simple à obtenir, étant donné la valeur élevée de la F.I.

Cette bande plus large permet une meilleure reproduction musicale qu'en radiodiffusion, où l'on « coupe » les signaux à 4 ou 5 kHz. Pour autant que les circuits B.F. sont de qualité, la réception du son en TV peut être qualifiée de « haute fidélité ».

Remarques importantes. — La modulation du son en amplitude permet un réglage aisé du récepteur. L'oscillateur local est équipé d'un réglage fin de fréquence qui permet de rattraper les dérives lentes. En réglant l'oscillateur au maximum de son (sans toucher, évidemment, au bouton de volume son) et à condition que la courbe F.I. soit correcte, on est parfaitement centré par rapport aux fréquences intermédiaires vision et son. Du fait de la bande relativement large de l'amplificateur F.I. son, ce réglage, qui est facile à faire, permet, dans certaines circonstances, d'améliorer la qualité de l'image par déplacement du flanc de Nyquist. Par exemple, dans le cas d'une image perturbée par le souffle, on peut déplacer le talon de façon que les fréquences élevées soient atténuées; on diminue l'importance du souffle — pas beaucoup d'ailleurs — tout en conservant un volume sonore suffisant.

Dans le cas où le son est modulé en fréquence, la bande passante de l'amplificateur F.I. doit être telle qu'elle compense les dérives de l'oscillateur local et permette d'amplifier convenablement les fréquences extrêmes de l'excursion.

Toutefois, la bande transmise par ces amplificateurs ne doit pas excéder une certaine largeur fixée par la différence entre l'écart des porteuses vision et son et la bande vidéo. En d'autres termes, si la bande passante de l'amplificateur F.I. son est trop large, il risque d'amplifier une partie des signaux vision.

Rappelons que l'extraction du son se fait avant le premier étage F.I. et que des réjecteurs son équipent l'amplificateur F.I. vision. L'atténuation du son doit être aussi poussée que possible dans la voie vision.

Etant donné que le rendement de l'étage détecteur (ou la sensibilité du démodulateur en FM) est élevé, le gain de l'amplificateur F.I. son devrait être relativement réduit par rapport à celui de l'amplificateur F.I. vision, mais on se souvient que la puissance de la porteuse son est réduite par rapport à celle de la porteuse vision (rapport 1/4 environ) de sorte qu'il faut tout de même amplifier assez énergiquement la F.I. son. Ainsi, le gain de l'amplificateur doit être de l'ordre de 40 à 50 dB. La bande transmise étant relativement étroite, le gain par étage peut être grand, de sorte qu'il faut prendre quelques précautions en ce qui concerne la stabilité (neutrodynage efficace). Comme le gain par étage est important, le nombre d'étages peut être réduit à deux éléments (tubes ou transistors) voire un seul (tube).

1-2. — *LA DÉMODULATION*

Nous ne parlerons pas de la détection en modulation d'amplitude, celle-ci ayant été étudiée précédemment (*cf.* chap. 20), mais noterons simplement qu'elle est plus facile à réaliser dans le récepteur son que dans le récepteur vision, de sorte qu'on peut y améliorer le rendement d'une façon très sensible, tout en conservant une bande passante suffisamment large.

La détection, telle qu'elle est réalisée en modulation d'amplitude, est inapplicable en modulation de fréquence, car l'étage détecteur que nous connaissons est sensible aux variations d'amplitude et non aux variations de fréquence. Pour extraire le signal modulateur de l'onde modulée en fréquence, il faut d'abord transformer les variations de fréquence en variations d'amplitude et détecter ensuite.

Les schémas de démodulateurs FM sont très nombreux. Nous n'en analyserons que deux, auxquels peuvent se ramener tous les autres : le discriminateur de Foster Seeley et le détecteur de rapport. Mais avant d'étudier ces montages, nous devons dire quelques mots de ceux qui les précèdent : les limiteurs d'amplitude, dont le rôle est de fournir aux démodulateurs un signal d'amplitude constante. Cette opération est nécessaire, car les démodulateurs sont sensibles aussi bien aux variations de fréquence qu'aux variations d'amplitude.

1-2-1. — *Les limiteurs d'amplitude*

Le schéma le plus simple de limiteur est celui de la figure 28-2, qui emploie deux diodes polarisées à l'aide de circuits RC à grande constante de temps. De cette façon, l'amplitude restant relativement constante, les condensateurs sont chargés et à leurs bornes existe une différence de potentiel correspondant à cette amplitude, *e* par exemple. Si l'amplitude vient à augmenter pour une raison quelconque, le signal est écrêté par les diodes qui deviennent alors

conductrices. La constante de temps des cellules RC doit être relativement grande par rapport à la période des signaux de la modulation, mais pas exagérément grande, car s'il se produit un long évanouissement du son, les condensateurs se déchargent dans les résistances et mettent un temps assez long avant de reprendre leur charge normale. On peut aussi polariser les diodes à l'aide d'une tension auxiliaire.

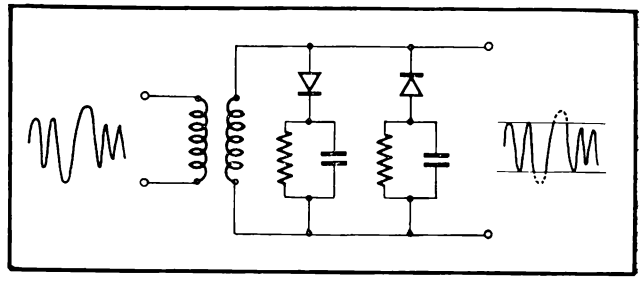


Fig. 28-2. — Exemple de montage d'un limiteur à diodes utilisé en modulation de fréquence (et aussi dans la platine de décodage de chrominance).

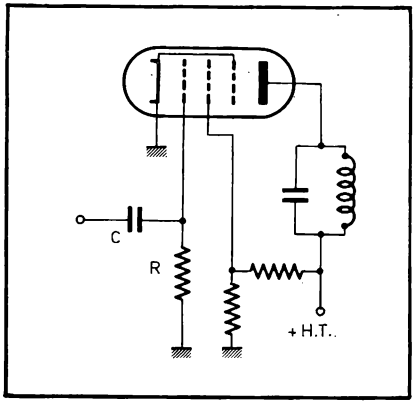


Fig. 28-3. — Montage limiteur à contre-réaction d'enveloppe.

Cependant, le défaut de ce genre de limiteur est qu'il exige des signaux d'amplitude assez élevée. On lui préfère assez souvent un montage qui fait appel à une pentode, et qui peut être facilement transposé sous forme transistorisée. Le point de fonctionnement choisi est tel que le tube — ou le transistor — travaille à saturation d'un côté et au « cut-off » de l'autre. Un réseau RC analogue à un circuit de polarisation automatique est utilisé. Lorsque les signaux arrivent avec une amplitude plus importante que la tension équivalant au recul de grille, le condensateur se charge négativement du côté de la grille, de sorte que la polarisation est « reculée ». Il se produit alors un courant de grille qui fait varier la charge que le tube — ou le transistor — représente pour l'étage précédent. Cela provoque des désaccords gênants, puisque le circuit qui précède est le plus souvent du type accordé.

Un troisième procédé de limitation assez souvent employé est celui qui fait appel à une contre-réaction dite d' « enveloppe » et dont le schéma de la figure 28-3 montre l'essentiel. La contre-réaction est obtenue, d'un côté, par une tension de C.A.G. appliquée aux électrodes de commande des amplificateurs F.I. (ou à une de ces électrodes), tension qui compense les variations lentes d'amplitude, et aussi par une seconde tension, alternative, qui compense les variations rapides d'amplitude. On voit, dans la figure, que la diode constitue ici un simple détecteur qui réagit aux variations d'amplitude, de sorte que l'on recueille aux bornes de R_2-C_2 une tension alternative. Aux

bornes de R_1-C_1, dont la constante de temps est grande, on recueille une tension variant lentement en fonction de l'amplitude moyenne des signaux. Le transistor sert ici uniquement à inverser le sens des signaux détectés, de façon qu'ils se présentent en polarité inverse sur les électrodes de commande.

1-2-2. — *Discriminateur de Foster-Seeley*

La figure 28-4 montre son schéma. Les circuits couplés sont accordés sur la même fréquence f_0 correspondant à la porteuse F.I. non modulée. Le primaire est connecté au point milieu du secondaire à travers une liaison capacitive, le condensateur n'ayant ici d'autre rôle que d'isoler la H.T. de la masse.

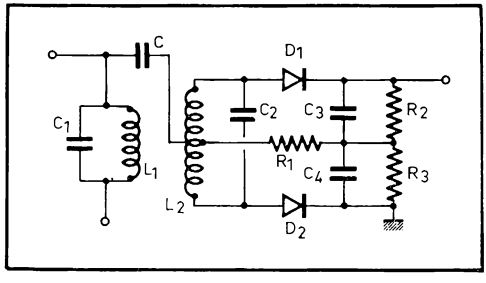


Fig. 28-4. — Schéma type du discriminateur de Foster-Seeley transformant les variations de fréquence en variations d'amplitude. La tension de sortie est recueillie aux bornes de R_2 et R_3.

Voyons d'abord comment se comporte le circuit, à l'aide du schéma simplifié de la figure 28-5*a*. La tension aux bornes du primaire est v_p; les tensions qui apparaissent entre le point milieu et les extrémités du secondaire sont égales et de signe opposé lorsque la fréquence est f_0. Elle sont de signe opposé parce qu'elles subissent, chacune, une rotation de phase de 90°, et pour s'en convaincre il suffit de considérer le secondaire comme deux inductances bobinées en sens inverse. Les tensions aux bornes des branches sont e_1 et e_2, et elles sont égales, chacune, à la somme vectorielle de v_p et $v_s/2$, comme le représente la figure 28-5*b*.

Si l'on fait varier la fréquence, les deux circuits se trouvent désaccordés. En conséquence, le déphasage n'est plus de 90°, mais de 90° $\pm$ φ pour chacun des enroulements du secondaire. L'un des enroulements provoquera un déphasage de 90° — φ, l'autre de 90° + φ, selon que le désaccord est au-dessus ou au-dessous de f_0. La somme vectorielle de v_p et de $v_s/2$ est maintenant celle de la figure 28-5*c*. On remarque que les tensions e_1 et e_2 n'ont plus la même amplitude.

Revenons à la figure 28-4, qui représente le véritable schéma du discriminateur. Nous remarquerons d'abord que la tension de sortie est prise entre la masse et les résistances R_2 et R_3, qui constituent, avec les condensateurs, les réseaux de filtrage. On prend ici la différence des tensions e_1 et e_2. La résistance R_1 « matérialisant » la tension v_p entre le point milieu et la masse. Elle est assez souvent remplacée par une inductance.

Le circuit L_1-C_1 représente celui de sortie de l'étage précédent — en général un limiteur, car le discriminateur est sensible à la modulation d'amplitude — tandis que C_2 accorde L_2 sur la fréquence f_0.

L'étude approfondie d'un discriminateur étant passablement ardue, nous arrêterons ici l'analyse de son fonctionnement. Il faut savoir, néanmoins, que, pour satisfaire aux conditions de la linéarité, il faudrait que la bande passante des circuits couplés soit large, beaucoup plus large que le double

de la fréquence maximale de déviation. Cela conduit, bien entendu, à choisir des circuits à coefficient de surtension faible, mais la différence des tensions e_1 et e_2 est alors, elle aussi, faible. On est donc obligé de se limiter à des circuits ayant, par exemple, une bande égale à une fois et demie le double de la fréquence maximale de modulation. La linéarité n'est plus respectée dans ces conditions, et il se produit des distorsions. Il faut les réduire au minimum en jouant sur les circuits, afin que e_1 et e_2 varient à peu près dans le même rapport avec l'excursion de fréquence.

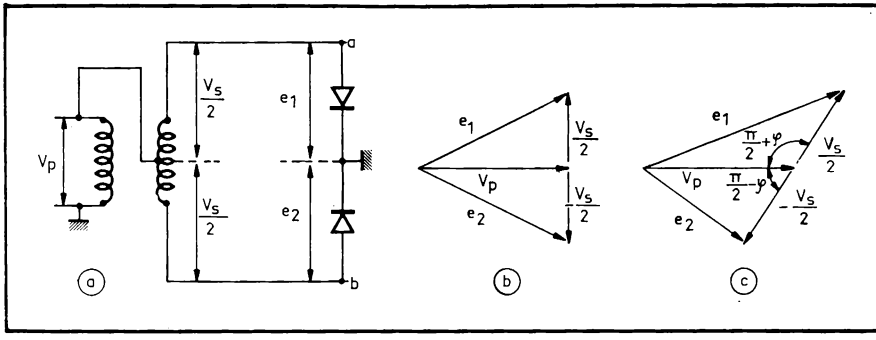


Fig. 28-5. — Mise en évidence du principe de fonctionnement du discriminateur de la figure précédente.

1-2-3. — *Le détecteur de rapport*

Son schéma de principe est représenté dans la figure 28-6. On voit qu'il existe une certaine analogie avec le discriminateur de Foster-Seeley, ce qui est normal, car *tous les démodulateurs ont pour première fonction de transformer la variation de fréquence en une variation de phase, puis de transformer celle-ci en une variation d'amplitude.*

La bobine L_1 est couplée au primaire de façon à rapporter la tension d'entrée au point milieu du secondaire et à la jonction des condensateurs C_1 et C_2. Cette bobine a la même fonction que la résistance R_1 du circuit de la figure 28-4. *En dehors de cela, ce qui distingue un détecteur de rapport d'un discriminateur de Foster-Seeley, c'est le sens de branchement des diodes.*

Lorsque la fréquence correspond à l'accord des circuits couplés, les tensions aux bornes des deux enroulements sont égales et de signe opposé. Deux courants prennent naissance qui, tous deux, circulent dans le même sens, parcourent L_1 et chargent C_1 et C_2 (fig. 28-6*b*). La même tension existe entre AM et MB. Si la fréquence augmente ou diminue, il y a déséquilibre, comme on l'a vu précédemment. Les tensions aux bornes des diodes ne sont plus égales, mais la tension entre A et B reste la même. L'un des condensateurs perd une fraction de sa charge, tandis que l'autre se charge un peu plus. Il se produit un déséquilibre entre les tensions AM et MB, l'une devenant plus grande que l'autre, la tension en M variant par rapport à B ou à A, selon la variation de fréquence. La sortie se fait donc entre A et M ou M et B.

Le réseau R_1-C_3, dont la constante de temps est élevée (condensateur de plusieurs microfarads et résistance de plusieurs dizaines de kiloohms), constitue en fait un circuit de polarisation des diodes D_1 et D_2. Si nous supprimons L_1, C_1 et C_2, le circuit devient une variante du limiteur d'amplitude dont il a été question précédemment, les diodes D_1 et D_2 étant polarisées à la tension de charge du condensateur C_3 (fig. 28-6*c*). A vrai dire, son fonctionnement est

assez délicat à expliquer, car le réseau R_1-C_3 agit par variation de la charge du circuit accordé. Lors de l'arrivée d'un signal de grande amplitude, C_3 se charge un peu plus et assez lentement; pendant tout ce temps il amortit le circuit accordé, de sorte que le rendement global diminue. Si le signal appliqué est d'amplitude trop faible, il se produit le phénomène inverse.

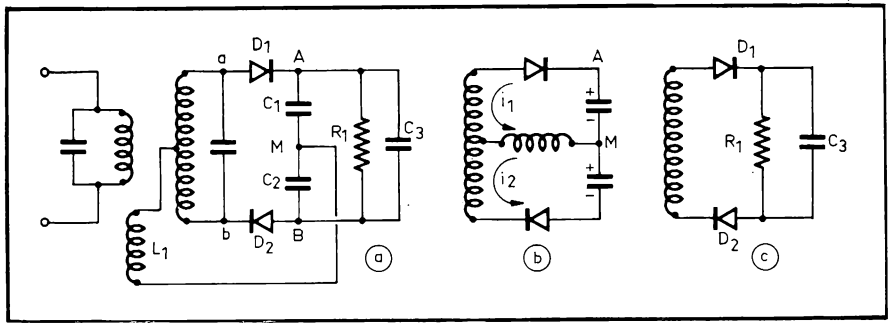


Fig. 28-6. — Schéma du détecteur de rapport. La tension de sortie est prise aux bornes de C_1 ou C_2. Outre qu'il transforme les variations de fréquence en variations d'amplitude, ce montage est également autolimiteur.

L'ensemble constitue donc un discriminateur-limiteur insensible à l'amplitude. Un autre intérêt de ce montage est d'être très sensible. Il est très largement utilisé, bien qu'on puisse lui reprocher un certain manque de linéarité.

1-2-4. — *Désaccentuation*

A l'émission, on introduit une préaccentuation des fréquences élevées, afin de les protéger contre le bruit et les brouillages. Il faut, à la réception, effectuer l'opération inverse, c'est-à-dire désaccentuer les signaux de façon que l'amplitude reste constante. Un démodulateur-discriminateur est donc suivi d'un circuit dont la constante de temps est égale à celle de la préaccentuation réalisée à l'émission. Les circuits de désaccentuation sont, tout comme ceux de préaccentuation, de simples réseaux RC sur lesquels nous n'insisterons pas.

2. — Le procédé interporteuses

Le procédé classique de réception, c'est-à-dire celui où la F.I. son est prélevée avant l'amplificateur F.I. vision, souffre de deux défauts :

a. — Si l'oscillateur local dérive en fréquence, la F.I. son risque d'être repoussée en dehors de la bande transmise par l'amplificateur F.I. son. La bande de celui-ci est cependant assez large, ce qui réduit ces risques;

b. — Les faibles variations de fréquence de l'oscillateur local peuvent provoquer une modulation de fréquence, qui sera évidemment gênante lorsque le son est modulé en fréquence. En effet, le démodulateur remplira son rôle aussi bien à l'égard des signaux utiles que des signaux parasites.

A vrai dire, ces deux inconvénients nous paraissent plus théoriques que

réels. Quoi qu'il en soit, pour les éviter, on a imaginé le procédé dit interporteuses, qui conduit à des montages plus simples et plus économiques.

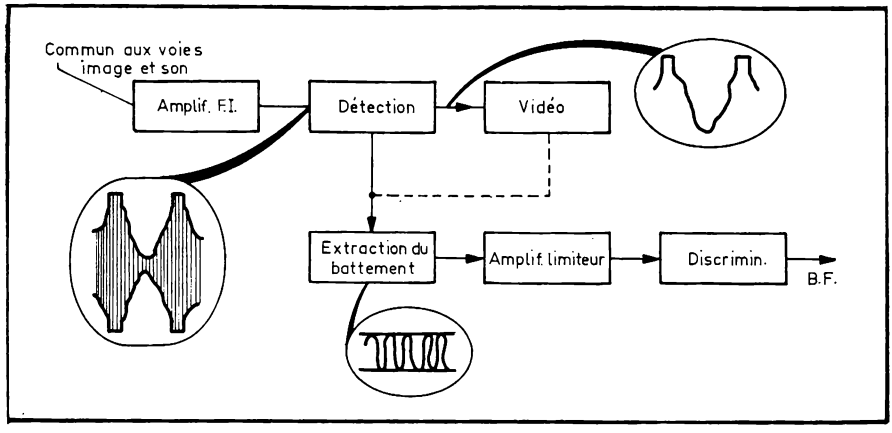


Fig. 28-7. — Schéma synoptique du récepteur son utilisant le procédé interporteuses. L'extraction de la porteuse son peut se faire au niveau de l'étage de détection ou de l'étage vidéo.

Le schéma synoptique de la réception en procédé interporteuses est donné dans la figure 28-7. On voit que l'amplificateur F.I. est commun aux voies vision et son, l'extraction du son ne se faisant qu'à la sortie du détecteur. Le détecteur étant un élément non linéaire, il se produit un battement entre la F.I. vision et la F.I. son, battement égal à la différence des deux fréquences intermédiaires. Nous anticiperons un peu en disant que ce procédé n'est applicable pratiquement qu'à deux conditions :

a. — Emission du son en modulation de fréquence;

b. — Modulation vidéo en polarité négative (les blancs correspondent à un minimum d'amplitude).

La première condition est assez évidente : il se produirait une intermodulation inacceptable entre les modulations vidéo et son. Nous n'y reviendrons donc pas. La seconde est moins évidente, mais nous l'étudierons un peu plus en détail par la suite.

L'écart entre les deux fréquences intermédiaires sera de 5,5, 6 ou 6,5 MHz, suivant les différentes normes. Nous ne parlerons ici que du cas où l'écart est de 5,5 MHz, ce qui correspond au standard *C.C.I.R.* (norme B, notamment), les autres cas étant analogues à la fréquence de battement près.

Les signaux parvenant au détecteur vidéo se composent de signaux F.I. vision et de signaux F.I. son. Les premiers ont une forme telle que le blanc correspond à 5 % au moins de l'amplitude maximale. Cette « garde » est nécessaire, car si la F.I. vision disparaît, il ne peut plus y avoir de battement (il faut être deux pour se battre!). D'autre part, le signal F.I. son a été atténué de 30 % environ dans l'amplificateur F.I., comme nous l'avons vu au chapitre 19.

A la sortie du détecteur, on trouve la modulation vidéo obtenue classiquement par détection, mais on trouve aussi le battement à 5,5 MHz en plus d'un signal parasite à basse fréquence. Comment se produit ce battement? En fait, on a affaire à un véritable étage changeur de fréquence, dans lequel la diode constitue l'élément mélangeur du fait de sa non-linéarité intrinsèque,

tandis que la F.I. son et la F.I. vision représentent les signaux à mélanger. Nous y avons également la différence d'amplitude nécessaire au fonctionnement correct d'un mélangeur, le signal local étant ici, par exemple, la F.I. son, et le signal incident la F.I. vision. Toutes les conditions nécessaires sont donc remplies pour qu'on puisse obtenir à la sortie du mélangeur (ici la diode détectrice) des signaux de fréquence égale à la différence des fréquences locale et incidente. Il y a aussi, bien entendu, les harmoniques de ces signaux qui ne sont du reste pas gênantes, étant donné les écarts de fréquence.

Ces signaux « différence » sont transmis aussi bien à l'amplificateur vidéo qu'au récepteur son (*). L'amplificateur vidéo doit donc « réjecter » la fréquence « interporteuses » qui pourrait provoquer des moirages par interférence. La largeur du canal vidéo étant de 5 MHz, il faut donc que la courbe vidéo tombe assez brutalement du côté des fréquences élevées, ce qui est assez facilement réalisable si l'on tolère un léger dépassement. Le signal parasite à basse fréquence (conversion réalisée par le circuit de détection, dont la courbe de réponse est, dans une certaine mesure, assimilable à une courbe de démodulation) est impossible à éliminer, mais étant donné l'atténuation subie par la F.I. son dans l'amplificateur F.I. vision il est trop faible pour perturber l'image. La réalisation des réjecteurs son dans l'amplificateur vidéo ne présente pas de grandes difficultés, et nous montrons, dans la figure 28-8, quelques exemples de réjection classique.

On utilise un circuit-bouchon soit dans la liaison détection-vidéo, soit à la sortie vidéo. Le circuit-bouchon marqué L_r-C_r dans la figure est évidemment accordé sur la fréquence à éliminer, soit 5,5 MHz. On peut aussi procéder par contre-réaction d'émetteur. Dans tous les cas, le circuit-bouchon empêche la fréquence à 5,5 MHz de passer ou, plus exactement, l'atténue considérablement. En principe, un seul réjecteur suffit, mais parfois on en prévoit deux par surcroît de précaution.

L'extraction du signal à 5,5 MHz ne pose pas de problèmes particuliers. On utilise ici aussi un circuit-bouchon L_s-C_s (fig. 28-8) accordé sur 5,5 MHz et placé dans le circuit de détection.

Très souvent, on profite du gain produit par l'étage vidéo. Autrement dit, on prélève le signal à 5,5 MHz à la sortie vidéo, ou à un étage intermédiaire. Il faut alors faire précéder le discriminateur d'un étage limiteur très énergique, de façon que l'amplitude du signal FM reste bien constante.

Avant d'en terminer avec le procédé interporteuses, nous allons montrer l'utilité de l'atténuation de la F.I. son et la nécessité de la modulation négative.

Atténuation de la F.I. son dans l'amplificateur F.I.

Les signaux « différence » à 5,5 MHz sont modulés en amplitude par le signal vidéo. Cela résulte de l'addition des fréquences vidéo et des fréquences son. Si on cherche à voir ce que donne la somme de deux fréquences ω et Ω, on constate que l'on recueille un signal complexe dont l'amplitude varie (fig. 28-9). Lorsque les deux composantes sont en phase, leurs amplitudes s'ajoutent; lorsqu'elles sont en opposition, elles se retranchent. La variation d'amplitude aux « sommets » du signal complexe est égale à

(*) Il nous paraît utile de préciser que, dans un téléviseur classique, on recueille également les signaux « différence » à la sortie de la détection, à cause de la non-linéarité de celle-ci. Mais comme ces signaux ont subi auparavant une atténuation très importante, ils ne perturbent en aucune façon le fonctionnement de l'amplificateur vidéo.

celle du signal le plus faible. Donc, si l'on veut avoir une amplitude relativement constante, il faut que le signal le plus faible le soit très nettement par rapport au plus élevé. On ne peut cependant pas supprimer totalement le signal son, car il ne se produirait plus de battement avec la F.I. vision. En réalité, les phénomènes sont beaucoup plus complexes, puisque le signal vidéo n'est pas sinusoïdal et qu'il se produit des harmoniques dont on n'a pas tenu compte.

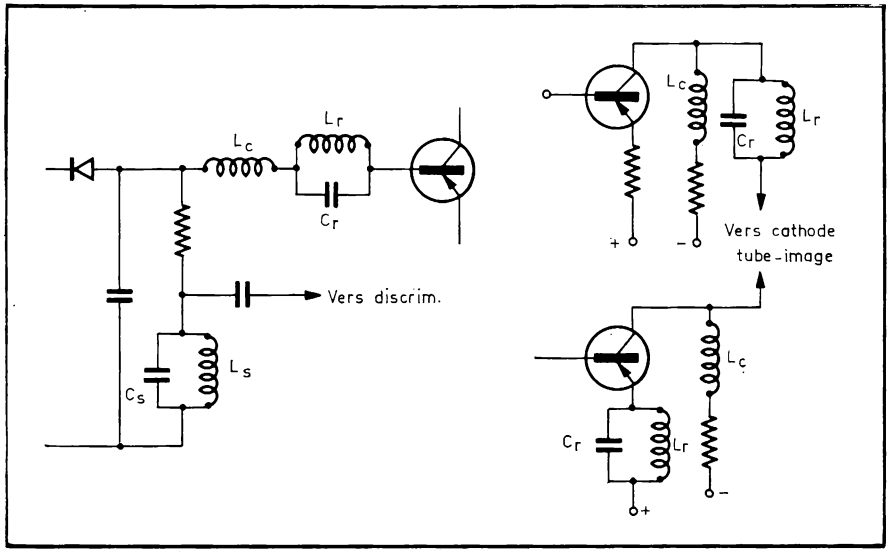


Fig. 28-8. — Un mode d'extraction de la porteuse son à 5,5 MHz (circuit L_s-C_s à gauche) et divers réjecteurs son dans les circuits vidéo.

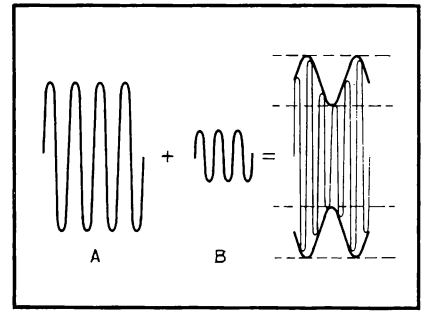


Fig. 28-9. — Addition de deux signaux de fréquences différentes, celle du signal A étant plus élevée que celle de B (ce que le dessin illustre assez mal d'ailleurs).

Nécessité de la modulation négative

On sait qu'en modulation vidéo positive, le fond des impulsions de synchronisation correspond à l'annulation de la porteuse vision. Et on a vu également que si la porteuse vision est supprimée il ne peut plus y avoir de battement avec la F.I. son.

C'est d'ailleurs la raison pour laquelle on prévoit une « garde » en modulation négative.

Si l'on voulait utiliser le procédé interporteuses, avec le son modulé en fréquence et la modulation vidéo en polarité positive, il faudrait conserver également une « garde », de façon que la porteuse ne soit jamais supprimée. On transmettrait ainsi inutilement de l'énergie H.F., ce qui abaisserait le rendement. Cette méthode, bien qu'elle soit techniquement réalisable, n'est donc pas rationnelle, et c'est pourquoi on y renonce, en faisant remarquer, d'ailleurs, que les normes utilisant la modulation de fréquence pour le son emploient toutes la modulation négative pour la vidéo.

3. — Récepteur son dans le cas de téléviseurs multinormes

On sait que les normes d'émission sont partagées, en ce qui concerne la modulation du son, en deux grandes catégories :

a. — Les normes à modulation de fréquence;
b. — Celles à modulation d'amplitude.

Dans chacune de ces catégories, il y a en outre des écarts différents entre les porteuses vision et son. Lorsqu'on veut réaliser des récepteurs multinormes, il y a trois cas à examiner :

a. — Réception en AM de normes à écarts différents;
b. — Réception en FM de normes à écarts différents;
c. — Réception en AM et en FM.

Nous allons étudier ces trois cas en exposant simplement les principes, car leur analyse détaillée nous entraînerait trop loin.

3-1. — *RÉCEPTION EN AM DE NORMES A ÉCARTS DIFFÉRENTS*

Actuellement les récepteurs français sont bistandards, puisqu'ils doivent recevoir des normes dont les écarts entre porteuses sont différents.

Nous avons analysé ce problème lors de l'étude des amplificateurs F.I. (chap. 19). Rappelons simplement qu'on utilise, dans la liaison sélecteur U.H.F. — amplificateur F.I., un circuit réducteur de bande, mis en service en même temps que le sélecteur U.H.F.

3-2. — *RÉCEPTION EN FM DE NORMES A ÉCARTS DIFFÉRENTS*

Le cas se produit pour la réception, dans les régions frontalières, des normes *C.C.I.R.* et *O.I.R.* notamment. Il n'a, pour la France, qu'un intérêt documentaire.

On a le choix entre deux solutions : faire appel à la méthode classique ou conserver le système interporteuses.

Dans le premier cas, l'amplificateur F.I. vision est étudié en tenant compte des normes à plus large bande. Un circuit réducteur doit être prévu pour la réception des émissions à bande moins large. La F.I. son reste la même, quelles que soient les émissions reçues, et des réjecteurs son efficaces équipent les étages de l'amplificateur F.I. vision. Il n'y a pas de commutation dans l'amplificateur F.I. son ni dans le discriminateur. Le schéma de principe se ramène au schéma classique que nous connaissons bien.

Si l'on veut conserver le procédé interporteuses, on doit prévoir, comme ci-dessus, un réducteur de bande avant l'amplificateur F.I. vision. Mais il faut nécessairement une commutation dans le discriminateur, puisque le battement se produit sur des fréquences différentes (6,5 et 5,5 MHz). Il faut, également, en prévoir une dans l'amplificateur vidéo pour changer l'accord du réjecteur son.

On a donc un assez grand nombre de commutations qui constituent toujours une source de mauvais contacts, mais avec la technique actuelle des commutations électroniques (diodes polarisées en inverse ou en direct) on peut éviter ces inconvénients. Le procédé interporteuses permettant des réalisations plus économiques, on peut hésiter entre le choix de telle ou telle solution.

3-3. — *RÉCEPTION EN AM OU EN FM*

Le cas se présente en France, dans les régions frontalières où l'on désire recevoir les émissions de l'étranger (Allemagne, Suisse, Italie, etc.), en Belgique ou en Grande-Bretagne. Le procédé le plus simple consiste ici à faire appel à la technique classique : conserver une F.I. son unique, convenablement « réjectée » dans les étages F.I. vision, et prévoir des circuits réducteurs de bande dans le sélecteur. Il est nécessaire d'avoir une commutation à la sortie de l'amplificateur F.I. son pour mettre en service, selon le cas, le discriminateur ou le détecteur.

C'est le procédé le plus simple, mais non le seul possible. On peut en imaginer d'autres, qui ont d'ailleurs été essayés lorsque les premiers téléviseurs multinormes ont été fabriqués. Par exemple, on peut penser à un double changement de fréquence dans la voie son. La F.I. vision reste toujours la même et correctement centrée sur le flanc de Nyquist. La F.I. son résultant du premier changement de fréquence est variable suivant les normes. En effectuant un second changement de fréquence on peut la rendre fixe de façon qu'il n'y ait pas de commutation dans l'amplificateur F.I. son. Mais il faut nécessairement commuter le système de détection, comme dans le procédé classique. D'autre part, il est aussi nécessaire d'effectuer des commutations à l'intérieur de l'amplificateur F.I. vision, commutations portant sur les réjecteurs.

Si l'on désire conserver la même F.I. vision, sans pour autant faire appel à un double changement de fréquence, le nombre des commutations devient très élevé, puisque la F.I. son n'est plus constante, et qu'il faut changer l'accord des circuits de liaison dans la voie son et celui des réjecteurs.

On a également pensé à conserver la démodulation en système interporteuses pour les normes FM. La F.I. vision reste fixe, et un réducteur de bande atténue convenablement la F.I. son en FM qui est inférieure à la F.I. son en modulation d'amplitude. Pour fixer les idées, prenons un exemple numérique : soit la F.I. vision fixée à 32,7 MHz (F.I. vision pour la réception du 625 l. français); la F.I. son sera de 39,2 MHz en modulation d'amplitude et de 38,2 MHz en modulation de fréquence (réception *C.C.I.R.*), soit un écart de 1 MHz. La F.I. son à 38,2 MHz sera, après atténuation par le circuit réducteur de bande, convenablement amplifiée dans la chaîne vision. On recueillera un battement à 5,5 MHz à la détection, mais il faudra mettre un réjecteur son en service dans l'amplificateur vidéo.

CHAPITRE 29

LES CIRCUITS ANNEXES

Jusqu'à présent, nous avons étudié les circuits indispensables au fonctionnement d'un téléviseur (à part l'alimentation que nous étudierons au prochain chapitre). Cependant, les constructeurs ajoutent toujours à ces circuits fondamentaux quelques dispositifs destinés à rendre plus « confortable » la vision du spectacle télévisé, ou à faciliter l'emploi du récepteur.

Il existe un très grand nombre de ces circuits accessoires et il serait vain de vouloir les décrire tous. Néanmoins certains d'entre eux sont trop couramment employés pour que nous puissions les passer sous silence, tels, par exemple, les dispositifs de commande automatique de gain, les montages antiparasites, etc. C'est donc à l'étude de ces circuits qu'est consacré ce chapitre.

Mais avant d'entrer dans le vif du sujet, nous signalerons que nous avons déjà étudié, au cours des précédents chapitres, un certain nombre de dispositifs annexes destinés à améliorer la réception, ou à faciliter les réglages : cadrage et stabilisation des dimensions de l'image, effacement des traces de retour, etc.

1. — Commande automatique de gain

Le champ recueilli par l'antenne peut varier dans des proportions considérables pour plusieurs raisons : le *fading* (évanouissement) dû, par exemple, au passage d'un avion à proximité de l'aérien de réception, l'avion jouant alors le rôle d'écran; des causes atmosphériques (cas de la réception à longue distance), etc. Dans le cas des récepteurs multicanaux, le champ peut varier en fonction de la distance ou de la puissance des différents émetteurs. En conséquence, comme pour les récepteurs de radiodiffusion et afin d'éviter à l'utilisateur d'avoir à retoucher constamment les réglages, on doit prévoir une commande automatique du gain (*) dans la chaîne d'amplification. Cette

(*) On rencontre quelquefois l'expression incorrecte « contrôle automatique de gain », le terme « contrôle » est ici une traduction abusive du mot anglais *control* qui signifie, dans notre cas, commande. Il suffit de consulter n'importe quel dictionnaire pour constater que le terme français « contrôle » a le sens de vérification, surveillance.

commande agira de façon à diminuer le gain pour les signaux forts, et à l'augmenter pour les signaux faibles. On la désignera, dans tout ce qui suit, par le sigle C.A.G.

En télévision, la tension moyenne détectée n'est pas constante, car la modulation vidéo varie dans de grandes proportions selon que l'image est blanche ou noire (fig. 29-1). Si l'on appliquait, sans précaution particulière, la tension moyenne détectée aux amplificateurs H.F. et F.I., on perdrait certains effets de lumière voulus par le réalisateur de l'émission télévisée. On va donc s'efforcer de rendre la commande automatique de gain indépendante du contenu de l'image.

En fait, comme pour la transmission de la composante continue, il existe ici une controverse entre techniciens. Les uns soutiennent qu'il faut rendre la C.A.G. indépendante du contenu de l'image, autrement dit de la modulation vidéo, pour respecter les variations de contraste; les autres rétorquent que la C.A.G. classique — où le gain est commandé par la tension moyenne détectée — est favorable, les téléspectateurs marquant une préférence pour les images où les contrastes sont égalisés, en quelque sorte. Pour ce qui nous concerne, il nous faudra étudier les deux méthodes.

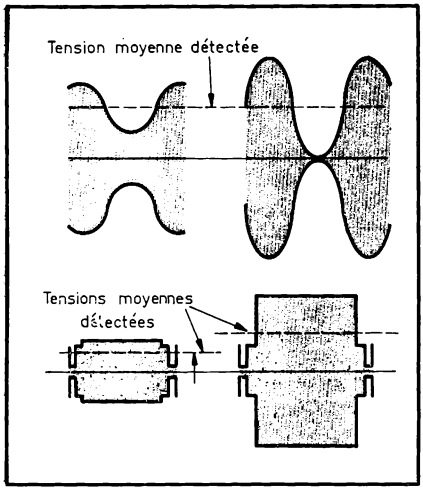


Fig. 29-1. — La tension moyenne détectée d'une onde modulée en amplitude par une tension sinusoïdale reste constante, quelle que soit l'amplitude de celle-ci, mais il n'en est pas de même lorsque la forme de la tension de modulation est quelconque.

D'autre part, il faut noter que les circuits et les principes diffèrent selon que la modulation se fait en positif ou en négatif. En effet, dans le premier cas, la tension maximale correspond au blanc de l'image; elle n'est donc pas caractéristique de l'intensité du champ reçu. En revanche, en modulation négative, la tension maximale qui correspond au fond des tops de synchronisation représente exactement l'intensité du champ reçu. Par ailleurs, les schémas diffèrent suivant que le récepteur est un appareil à tubes ou à transistors, pour les raisons que nous expliquons un peu plus loin.

1-1. — *C.A.G. EN MODULATION POSITIVE*

Il existe, en modulation positive, une partie du signal détecté qui est caractéristique de l'intensité du champ reçu. C'est la partie comprise entre

le niveau du noir et le fond des impulsions de synchronisation. On va donc imaginer un circuit dans lequel la tension de C.A.G. est obtenue en fonction de cette seule partie du signal.

1-1-1. — *C.A.G. indépendante du contenu de l'image*

Le schéma fondamental dont découlent à peu près tous les autres est celui de la figure 29-2. Il est construit autour d'une triode dont le point de fonctionnement est fixé par l'intermédiaire d'un diviseur de tension placé dans

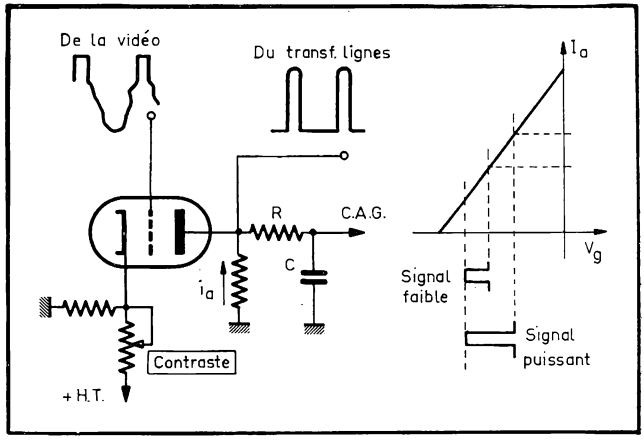


Fig. 29-2. — Schéma fondamental permettant d'obtenir une tension de C.A.G. indépendante de la modulation image. (On dit aussi C.A.G. « verrouillée », traduction de l'expression anglo-saxonne **keyed A.G.C.**).

le circuit de cathode. La grille reçoit les signaux vidéo composites (synchronisation + modulation vidéo) en polarité négative. L'anode est réunie à la masse à travers une résistance et le courant anodique la rend négative par rapport à la masse; mais elle reçoit d'autre part des impulsions positives en provenance du transformateur lignes (ou transformateur de T.H.T.), impulsions d'amplitude constante. Le courant d'anode s'établit donc au rythme des retours lignes et varie en fonction de la seule tension appliquée à cet instant à la grille. Pour un signal puissant, le courant d'anode est important, et pour un signal faible, le courant diminue comme le montre la courbe $I_a = f(V_g)$. Le circuit de sortie RC d'anode intègre les impulsions et transmet la tension continue négative ainsi obtenue à la ligne de C.A.G., qui peut être éventuellement dotée d'un amplificateur.

Le *réglage du point de fonctionnement* du tube peut servir de *réglage manuel de constraste,* puisqu'il fixe le gain de la chaîne d'amplification. Le signal vidéo composite est le plus souvent prélevé à la sortie du tube vidéo et non à la détection, car la tension de commande nécessaire doit être d'amplitude assez élevée.

1-1-2. — *C.A.G. à intégration*

Comme nous l'avons précisé plus haut, il existe une controverse, certains techniciens préférant que la commande de gain se fasse en fonction du contenu de l'image. Les circuits deviennent alors très simples et, en général, sont réalisés de la façon indiquée en figure 29-3*a*, où une partie du signal

vidéo composite est prélevée dans le circuit de grille de la séparatrice.

On sait que l'on peut considérer que l'espace cathode-grille du tube séparateur constitue une diode d'alignement, de sorte qu'on trouve à la grille un potentiel de référence constant (fond des impulsions). Il suffit alors d'intégrer, par un circuit RC, le signal apparaissant sur cette grille pour obtenir les tensions de C.A.G. nécessaires. On recueille une tension continue variable en fonction de l'amplitude du signal vidéo. La constante de temps du circuit RC doit être grande par rapport à la durée d'une ligne. Une variante de ce schéma est indiquée en *b* de la même figure, variante qui porte sur le réglage manuel de contraste. Ici il est connecté à une tension négative, ce qui permet de régler le gain sur des signaux faibles, voire sans signal à l'entrée.

Il existe de nombreuses variantes de ces schémas, mais toutes font appel aux mêmes principes, de sorte que nous pensons inutile d'y insister.

1-1-3. — *C.A.G. dans les téléviseurs à transistors*

C'est un cas particulier dans l'étude de la C.A.G., car si nous retrouvons à peu près les mêmes principes pour obtenir la tension de commande, et la même controverse en ce qui concerne l'utilité ou non de l'indépendance envers le contenu de l'image, il ne faut pas oublier qu'avec les transistors nous avons deux modes de commande possibles, alors qu'avec les tubes c'est une tension négative variable qu'il faut appliquer.

On se souvient que le gain d'un amplificateur à transistors peut être rendu variable de deux façons : soit en diminuant son courant I_{CE} (C.A.G. inverse) soit en l'augmentant (C.A.G. directe), le gain passant par un maximum pour un courant situé aux environs de 3,5 mA, suivant le type des transistors (*cf.* chap. 18, § 2-2-2).

D'autre part, il faut rappeler que les tensions de C.A.G. doivent être appliquées également sur l'amplificateur V.H.F. mais avec un certain retard, afin de ne pas détériorer le facteur de bruit.

Le schéma de la figure 29-4 représente un montage où la C.A.G. est fonction du contenu de l'image. Les signaux sont prélevés sur le collecteur du transistor adaptateur de l'étage vidéo, et sont intégrés par l'ensemble RC d'entrée ($R = 560\ \Omega$; $C = 50\ \mu F$). La tension moyenne est amplifiée par le transistor dont le point de fonctionnement est fixé par une résistance variable, non accessible pour le téléspectateur. C'est un préréglage de

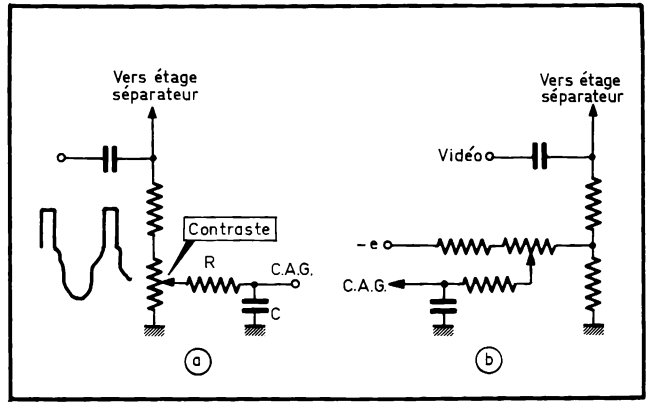


Fig. 29-3. — Schéma d'un dispositif de C.A.G. dit à intégration.

contraste qui permet d'ajuster le seuil au-dessous duquel la C.A.G. n'agit plus. Le réglage manuel de contraste se fait, comme dans tous les téléviseurs transistorisés, dans la liaison adaptateur-amplificateur vidéo, ou encore en modifiant le point de fonctionnement de l'amplificateur (potentiomètre dans le circuit d'émetteur). Nous avons expliqué au chapitre 21 (§ 2-3) la raison pour laquelle on réalise différemment le réglage manuel de contraste dans les téléviseurs à tubes ou à transistors.

Dans ce montage, la C.A.G. fonctionne en inverse pour les étages V.H.F. et F.I. Le seuil V.H.F. est fixé par une diode, alors que les tensions de commande pour les étages F.I. sont appliquées directement.

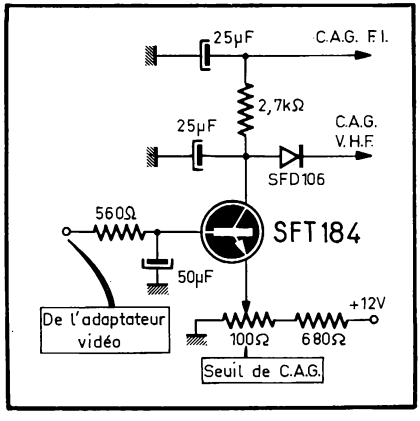


Fig. 29-4. — Exemple de C.A.G. à intégration utilisant un transistor. Les tensions sont appliquées avec un certain retard au sélecteur V.H.F. grâce à la diode SDF 106.

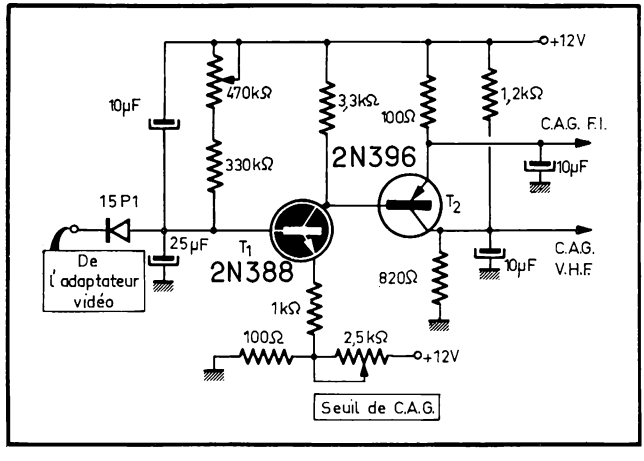


Fig. 29-5. — Autre exemple de C.A.G. à intégration commandant les étages V.H.F. en direct et F.I. en inverse.

Un autre schéma simple de la C.A.G. pour téléviseur transistorisé est celui de la figure 29-5, où l'on reconnaît en T_1 le transistor « intégrateur » (plus précisément c'est le circuit d'entrée diode + condensateur qui constitue l'intégrateur, le transistor T_1 étant un préamplificateur - adaptateur), suivi d'un étage amplificateur (T_2) de C.A.G. Les modes de fonctionnement des étages V.H.F. et F.I. étant différents (V.H.F. mode direct; F.I. mode inverse), il faut que les signaux de commande soient de polarités opposées, ce qui est facilement réalisable si on les prélève sur l'émetteur et le collecteur. Les signaux de C.A.G. appliqués à la voie F.I. ne sont pas amplifiés, mais comme les

transistors F.I. sont commandés en diminution de courant, il suffit d'une faible variation de la tension de base pour diminuer ce courant d'une façon appréciable. En revanche, les signaux de C.A.G. appliqués à l'étage V.H.F. sont amplifiés; celui-ci fonctionne par augmentation de courant et il faut une grande variation de la tension de base pour provoquer un accroissement sensible du courant.

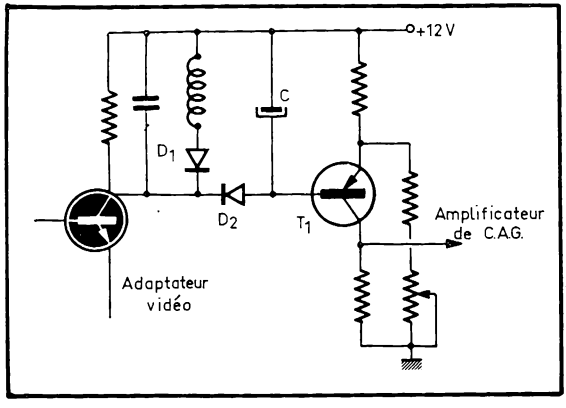


Fig. 29-6. — Schéma de C.A.G. à transistor indépendante du contenu de l'image. L'enroulement en série avec la diode D_1 est couplé avec le transformateur T.H.T., de sorte que la diode est bloquée pendant les retours de lignes et court-circuite la résistance de charge de l'adaptateur pendant l'aller du balayage.

Un troisième schéma de C.A.G. à transistors est donné dans la figure 29-6. Ici la tension de C.A.G. est indépendante du contenu de l'image. En effet, la résistance de charge du transistor adaptateur est court-circuitée pendant la modulation vidéo par la diode D_1 qui est conductrice dans cet intervalle de temps. Les impulsions négatives, prélevées sur un enroulement du transformateur de sortie lignes, bloquent la diode pendant les impulsions de synchronisation lignes, de sorte que celles-ci sont transmises avec une amplitude qui est fonction de l'intensité du champ reçu. La diode D_2 et le condensateur C transforment les impulsions en une tension continue — l'ensemble fonctionnant à la façon d'une cellule de redressement avec filtrage — qui est appliquée sur la base de T_1. Nous n'avons pas représenté le reste du montage qui est un simple amplificateur. Précisons, cependant, que la liaison doit être directe, car on a affaire à des amplificateurs à courant continu.

1-1-4. — *Cas particulier de la TVC*

Il nous paraît utile de préciser que, en TVC, il faudrait en toute rigueur réaliser une C.A.G. indépendante du contenu de l'image, et cela afin d'éviter des erreurs dans la saturation des couleurs.

En effet, le signal de chrominance étant d'amplitude constante du fait des limiteurs (cas du *SECAM*, évidemment), et la tension moyenne du signal vidéo détecté variant constamment, le rapport luminance-chrominance varierait dans les mêmes proportions, et par suite la saturation des couleurs avec une C.A.G. à intégration.

Le problème se pose différemment dans les cas du *N.T.S.C.* et du *PAL*, où il faut deux voies de C.A.G., une pour la luminance et une autre pour les circuits de chrominance, de façon que le rapport luminance-chrominance soit respecté (*cf.* chap. 8 et chap. 22, § 2-2). Les tensions de C.A.G. des voies de chrominance sont obtenues de la même façon qu'en radiodiffusion, puisque l'on a affaire à une modulation en amplitude.

La figure 29-7 représente un étage de C.A.G. pour téléviseur trichrome transistorisé.

Dans cette réalisation, on prélève uniquement le niveau du noir sur le collecteur du transistor adaptateur vidéo. La diode D_2 court-circuite la résistance de charge de ce transistor pendant la durée du signal vidéo. Cette diode est bloquée par une impulsion négative prélevée sur un enroulement du transformateur T.H.T. pendant la durée du retour de la déviation horizontale.

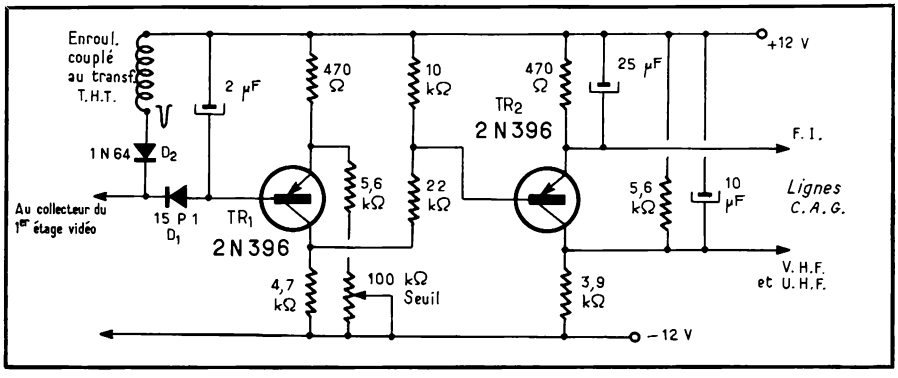


Fig. 29-7. — Schéma de C.A.G. à sélection du niveau du noir.

A ce moment un signal peut donc apparaître aux bornes de la résistance de charge. Son amplitude est fonction du niveau du signal pendant la suppression de la modulation vidéo. On mesure alors le niveau de la synchronisation, ou niveau du noir. Ce signal est transmis avec une amplitude constante, par l'émetteur de télévision; la C.A.G. est donc fondée sur ce niveau de référence.

1-2. — *C.A.G. EN MODULATION NÉGATIVE*

Comme nous l'avons précédemment indiqué, en modulation négative les signaux ont une amplitude maximale lors des impulsions lignes; il suffit alors d'une détection réalisée suivant le schéma de la figure 29-8 pour obtenir les tensions de C.A.G. En effet, dans ce montage, le courant de la diode de C.A.G., qui précède la diode de détection vidéo, charge le condensateur C à la tension crête du signal. L'ensemble RC ayant une constante de temps un peu plus grande que la durée d'une ligne, le condensateur ne se décharge pratiquement pas dans R, le courant de la diode comblant d'ailleurs, à chaque ligne, la légère décharge de C. On recueille, à la sortie, une tension de C.A.G. constante. Si l'amplitude des signaux diminue, la diode n'est plus conductrice, puisqu'elle est polarisée par la tension de charge du condensateur, celui-ci se décharge dans R, et la tension de C.A.G. diminue jusqu'à ce que la diode redevienne légèrement conductrice à chaque impulsion de ligne. Inversement, si l'amplitude du signal augmente, la diode devient conductrice et charge un peu plus le condensateur.

Mais supposons que la réception soit perturbée par des parasites de grande amplitude. La diode devient conductrice, et si les trains de parasites sont de durée assez longue, la C.A.G. agit de la même façon que si l'amplitude des signaux vidéo composite avait augmenté. Le contraste est donc diminué.

Pour éviter des phénomènes gênants, on peut ne faire fonctionner la C.A.G. que pendant les impulsions lignes. Les schémas sont alors les mêmes

que ceux analysés plus haut dans le cas de la C.A.G. indépendante du contenu de l'image (fig. 29-2), qui est encore appelée C.A.G. déclenchée, et dans la littérature anglo-saxonne *keyed A.G.C.* Nous ne reviendrons pas sur ces circuits, qui sont largement employés à l'extérieur de nos frontières.

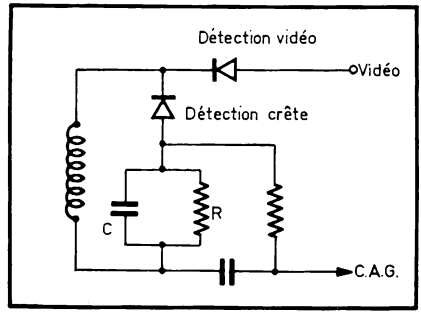


Fig. 29-8. — Dispositif de C.A.G. à diode (détection crête) pour les standards à modulation négative.

2. — Dispositifs de correction de fréquence et d'indication d'accord

Dans ce paragraphe, nous étudierons certains procédés permettant d'accorder avec précision l'oscillateur local du sélecteur V.H.F. ou U.H.F. Nous nous occuperons d'abord des dispositifs manuels qui permettent de « visualiser », en quelque sorte, l'accord, puis nous dirons quelques mots des circuits spéciaux qui ajustent automatiquement, et en cours de fonctionnement, la fréquence de l'oscillateur local. Nous expliquerons pourquoi ces circuits automatiques ne sont guère utilisés que dans le cas où la réception du son se fait en modulation de fréquence.

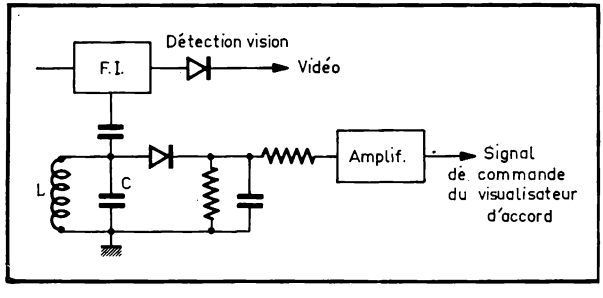


Fig. 29-9. — Schéma synoptique permettant d'obtenir un signal de commande pour un visualisateur d'accord quelconque.

Lorsque la modulation du son se fait en amplitude, nous disposons d'un indicateur d'accord « naturel » qui est le son. En effet, l'oscillateur local étant commun à la voie vision et son, il s'ensuit que si la voie son est correctement réglée, la voie vision l'est aussi... à condition évidemment que les amplificateurs F.I. son et F.I. vision soient eux-mêmes bien accordés.

2-1. — *INDICATEURS VISUELS D'ACCORD*

Les indicateurs visuels d'accord n'ont qu'un intérêt relatif dans le cas où la modulation du son se fait en amplitude, puisque nous avons vu que le

son peut servir lui-même d'indicateur « sonore », si l'on ose s'exprimer ainsi. D'autre part, afin de ne pas surcharger les circuits de commande, l'indicateur est généralement mis hors service après utilisation. Or, c'est au bout d'un certain temps de chauffage (ou de fonctionnement avec les téléviseurs transistorisés) que se produisent les dérives de l'oscillateur local, et c'est alors qu'il est utile de reprendre le réglage.

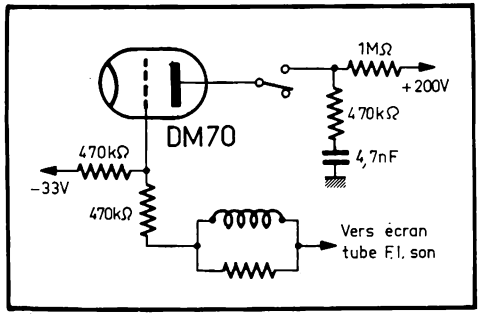


Fig. 29-10. — Schéma pratique d'un indicateur visuel d'accord. Celui-ci est réalisé sur la porteuse son. Le tube indicateur est mis hors service en fonctionnement normal.

Les indicateurs d'accord seraient utiles lorsque le son est modulé en fréquence, car, dans ce cas, le son ne peut plus servir de référence. Mais, en revanche, il est alors très simple de réaliser un dispositif de commande automatique. Il découle de tout cela que les indicateurs d'accord n'ont qu'un intérêt documentaire.

Le principe fondamental est illustré par la figure 29-9. Un circuit oscillant LC, accordé sur la F.I. vision, est couplé à la sortie de la détection vidéo. Le coefficient de surtension de ce circuit est élevé de sorte que le couplage entre celui-ci et l'ensemble doit être faible pour ne pas créer d'absorption trop importante. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'on mettra hors service le circuit d'accord après réglage. Les signaux qui apparaissent aux bornes du circuit LC sont éventuellement amplifiés, puis détectés, et enfin appliqués au visualisateur d'accord. L'amplification est généralement nécessaire, car le signal recueilli est le plus souvent faible. On peut démontrer que la tension appliquée à l'indicateur d'accord est inversement proportionnelle à l'écart entre la fréquence du circuit LC et la F.I. vision. Ainsi, lorsque la F.I. vision est correcte, la tension fournie à l'indicateur est maximale. Le principe que nous venons d'analyser s'applique aux récepteurs dans lesquels on fait appel au système interporteuses.

Lorsque le son est modulé en amplitude, le couplage est moins délicat. Nous donnons dans la figure 29-10 un exemple de réalisation pratique (*Océanic*), où l'indicateur est un DM 70, mis hors service pendant le fonctionnement du téléviseur. L'interrupteur est en fait placé dans le potentiomètre de lumière, de telle sorte que le réglage de la fréquence se fasse pendant que l'écran est noir.

Il existe également, notamment en Allemagne où les constructeurs ont été, à une certaine époque, très friands de ce genre de montages, des dispositifs d'accord où c'est le tube-images lui-même qui sert d'élément indicateur. Par la mise en service d'un circuit plus ou moins complexe, on peut faire apparaître sur l'écran un triangle, un cercle, des barres, en bref une figure géométrique quelconque, et l'accord sera indiqué par les dimensions plus ou moins grandes de cette figure. Nous donnons dans la figure 29-11 un schéma synoptique d'un tel circuit faisant apparaître un cercle, l'accord étant réalisé lorsque le cercle a un diamètre minimal. La tension continue détectée pola-

rise un flip-flop qui reçoit sur une même électrode des tensions paraboliques à la fréquence lignes et à la fréquence trames. Ces tensions sont mélangées, de sorte que le résultat est un train d'ondes paraboliques, train qui varie lui-même paraboliquement. La tension continue de commande fixant le point de fonctionnement du flip-flop à une valeur déterminée, la première partie des impulsions lignes n'aura aucun effet, mais ensuite, chaque impulsion parabolique produira un créneau de largeur variable avec la largeur de l'impulsion. Enfin la troisième partie des impulsions n'aura pas d'effet. Il apparaît finalement un cercle, puisque les créneaux vont d'abord en s'élargissant puis en se rétrécissant, cercle dont le diamètre est fonction du point de fonctionnement du flip-flop.

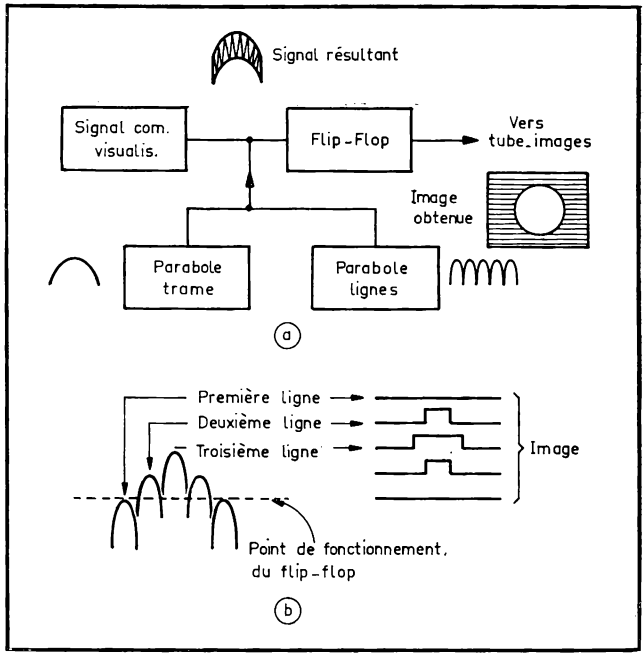


Fig. 29-11. — Schéma synoptique d'un montage utilisant le tube-images comme indicateur d'accord. Le flip-flop est polarisé par le signal issu du montage de la figure 29-9. D'autre part des tensions paraboliques à la fréquence trames et à la fréquence lignes sont mélangées, ce qui donne un cercle sur l'écran.

2-2. — *COMMANDE AUTOMATIQUE DE FRÉQUENCE*

La commande automatique de fréquence, C.A.F. en abrégé, a pour rôle de mesurer l'écart de la fréquence intermédiaire par rapport à une fréquence de référence, puis de corriger l'accord de l'oscillateur local en fonction de cet écart. La stabilité apparente de celui-ci est ainsi améliorée dans de grandes proportions. Le schéma synoptique est celui de la figure 29-12.

Le dispositif de correction peut être un tube à réactance, ou une diode utilisée soit comme résistance variable, soit comme capacité variable. Dans tous les cas, le dispositif de correction sera mis en parallèle sur le circuit d'accord de l'oscillateur local, et commandé par la tension continue de correction fournie par le détecteur d'écart.

Les tubes à réactance n'ayant plus un grand avenir dans ce domaine, nous rappellerons simplement que leur impédance de sortie est fonction de la pente du tube et, par suite, de son point de fonctionnement. Ainsi, on

démontre que si l'on connecte un ensemble série RC, tel que $RC\,\omega \ll 1$, entre la cathode et l'anode, la grille étant reliée au point commun de R et C, l'impédance de sortie du montage est donnée par

$$C_p = C\ (1 + R\,s)\ ,$$

où C_p est l'impédance de sortie assimilable à une capacité et s la pente du tube.

Les montages à diode sont beaucoup plus simples que ceux utilisant un tube à réactance. Si la diode est employée en résistance variable, l'effet est analogue à un accord par variation d'amortissement, la fréquence d'accord d'un circuit oscillant étant fonction aussi bien de L et C, que du facteur de qualité Q, comme le montre la relation suivante

$$\omega' = \sqrt{\frac{1 + 1/Q^2}{L\,C}}\ ,$$

où ω' est la composante réactive de l'expression de Z (impédance du circuit d'accord).

Le moyen le plus simple de corriger l'écart en fréquence est d'utiliser une diode « varicap », dont la capacité est fonction de la tension appliquée à ses bornes, ainsi que nous l'avons vu lorsqu'il a été question des sélecteurs (chap. 18, § 3-2).

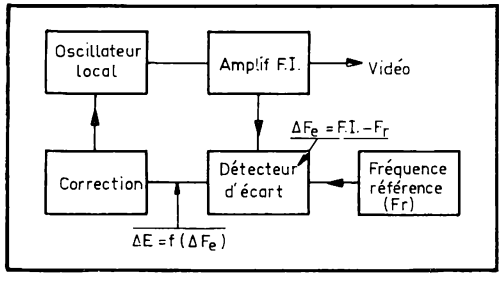


Fig. 29-12. — Schéma synoptique d'un montage de commande automatique de fréquence.

Précisons, à propos de ces deux montages, que la diode utilisee en résistance variable est montée dans le sens « passant » (c'est-à-dire qu'elle est plus ou moins conductrice selon la tension de commande), tandis que la diode « varicap » est polarisée en *sens inverse* (non-conduction). La figure 29-13 montre d'ailleurs les schémas de ces différents dispositifs de correction.

Si la correction de l'accord est relativement simple à effectuer, la mesure de l'écart est plus délicate. En effet, il faut que cette mesure donne deux indications : l'une concernant la grandeur de l'écart en fréquence; l'autre portant sur le sens de cet écart (fréquence au-dessus ou au-dessous de l'accord). On ne connaît qu'une seule méthode capable de donner ces deux indications simultanément : faire appel à des montages discriminateurs, comme ceux que nous avons étudiés dans le chapitre précédent (*cf.* chap. 28, § 1-2).

Si on utilise un discriminateur accordé sur une fréquence f_0, on sait qu'il fournit une tension continue positive ou négative suivant que la fréquence du signal appliqué à son entrée est supérieure ou inférieure à f_0. Par conséquent, en accordant le circuit du discriminateur sur la F.I. son, on pourra mesurer les écarts en fréquence et le sens de ces écarts. Malheureusement, dans le cas où la modulation du son se fait en amplitude, on n'emploie qu'un simple circuit de détection. Pour réaliser une C.A.F. dans ces conditions il faudrait

ajouter un étage limiteur suivi d'un discriminateur, ce qui conduit à une élévation sensible du prix de revient et à une mise au point délicate. C'est pour ces raisons qu'on ne rencontre pratiquement jamais de circuits de C.A.F. dans les téléviseurs.

Dans les téléviseurs conçus pour recevoir les émissions où le son est transmis en FM, la C.A.F. est assez souvent prévue, puisque l'on y utilise un discriminateur pour la démodulation du son. Nons donnons, dans la figure 29-14, un exemple de réalisation possible d'une C.A.F. utilisant un discriminateur accordé sur 5,5 MHz (procédé interporteuses) et une diode à capacité variable couplée par une ligne au circuit de l'oscillateur local. Le potentiomètre de 10 kΩ sert à la mise au point du système de C.A.F.

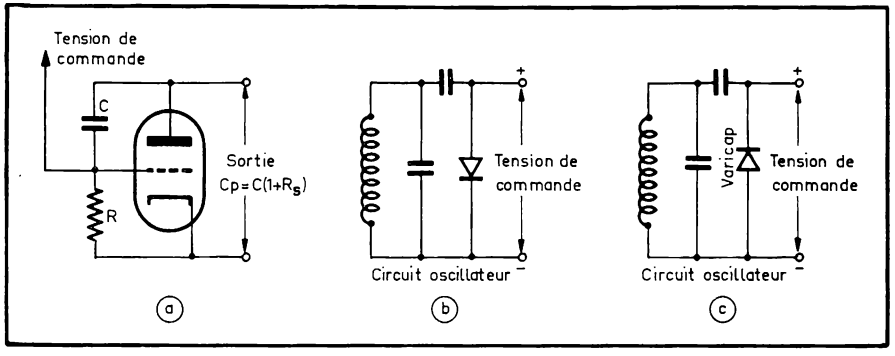


Fig. 29-13. — Montages permettant d'ajuster la fréquence d'un circuit oscillant par variation d'une tension continue : tube à réactance (**a**) ; montage à diode (**b**) ; montage à diode varicap (**c**).

3. — Les circuits antiparasites

On peut diviser en deux grandes catégories les parasites capables de perturber le fonctionnement d'un téléviseur :

a. — Les parasites véhiculés par le secteur;

b. — Les parasites recueillis par l'antenne et qui sont d'origines diverses : parasites atmosphériques; parasites provoqués par les matériels électriques, etc.

Les premiers sont assez faciles à éliminer, puisqu'il suffit d'interposer, à l'entrée de l'alimentation, un condensateur de quelques centièmes de microfarads, suivi éventuellement, dans les cas graves, d'une bobine d'arrêt constituant un filtre passe-bas.

Les seconds sont difficiles à combattre, car ils font partie intégrante de la modulation. Comme ces parasites sont des impulsions très brèves et de grande amplitude, ils se traduisent par une surmodulation. En modulation positive, ils apparaissent comme des taches très blanches; en modulation négative, comme des taches noires. Ils sont donc moins visibles dans ce dernier cas (sauf si l'image représente un champ de neige, par exemple), mais ils risquent d'affecter la synchronisation, en « trompant » l'étage de séparation (*cf.* chap. 23, § 1-3). En modulation positive, les parasites sont très visibles sur l'image, mais ils ne risquent pas de désynchroniser les bases

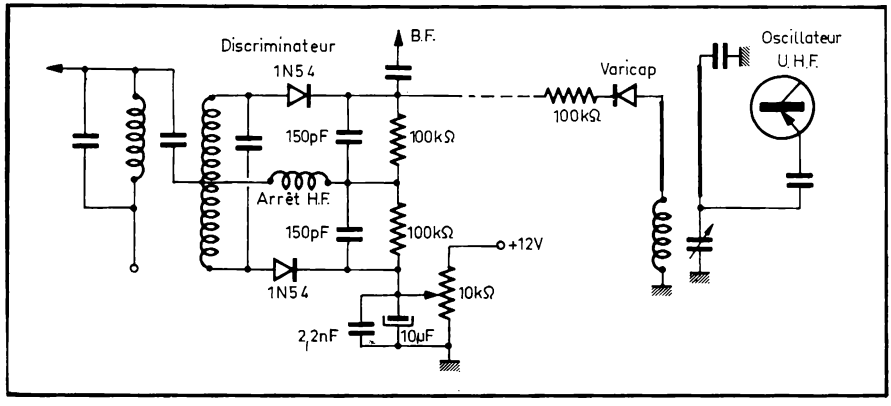


Fig. 29-14. — Réalisation d'une commande automatique de fréquence par discriminateur et diode varicap couplée à l'oscillateur local U.H.F.

de temps. D'autre part, il faut remarquer que les parasites perturbent aussi bien la voie vidéo que la voie son. Il est donc nécessaire de les éliminer, ou au moins de réduire leurs effets.

La meilleure façon d'éliminer les parasites recueillis par l'antenne... est de ne pas les recueillir. Et c'est tellement vrai que des dispositions légales ont été prises en ce sens, en imposant des limites à la production et à la propagation des parasites. Notamment, les circuits d'allumage des automobiles, les appareils employant des moteurs électriques, etc., doivent être pourvus de dispositifs absorbant les parasites. Ces derniers sont donc combattus directement à leur source, et c'est la méthode la plus efficace dans l'élimination des parasites d'origine industrielle.

Un autre moyen pour ne pas recueillir de parasites est de surélever l'antenne de réception. En effet, à mesure que l'on s'élève, l'intensité du champ produit par les « parasiteurs » diminue. On peut estimer qu'à une dizaine de mètres au-dessus du niveau du sol, le champ des parasites n'a plus d'effet sur la réception, tout étant relatif d'ailleurs suivant l'intensité du champ de l'émetteur reçu.

On a ainsi efficacement combattu les parasites d'origine industrielle, mais il reste les parasites qui sont dus aux décharges atmosphériques ou à des phénomènes cosmiques encore mal connus d'ailleurs. Fort heureusement, ces parasites, dont l'élimination poserait de redoutables problèmes, n'affectent qu'exceptionnellement la réception en TV.

On pourrait donc croire que le problème soit résolu avant d'être abordé. En fait, il n'en est rien pour plusieurs raisons : dispositions légales non respectées; cas de la réception sur antenne intérieure; récepteur portatif avec antenne incorporée, etc. Il est donc nécessaire d'étudier les circuits antiparasites à incorporer au récepteur.

3-1. — *ANTIPARASITES IMAGES EN MODULATION POSITIVE*

Il existe deux grandes classes de circuits antiparasites pour l'image : les plus simples, avec lesquels on se contente de raboter les impulsions parasites dépassant un certain niveau (ce sont les limiteurs); ceux, plus complexes, avec lesquels on inverse la phase du parasite de façon à compenser ses effets.

3-1-1. — *Limiteurs à diode*

Le schéma fondamental est celui de la figure 29-15, dans lequel une diode est incorporée dans la liaison amplificateur vidéo-cathode du tube-images. La constante de temps du circuit RC de cathode est faible, C étant d'ailleurs le plus souvent constitué par la capacité d'entrée globale du tube-images (capacité propre du tube et celle de câblage). La diode est normalement conductrice et les informations vidéo se retrouvent sur la cathode du tube-images. En présence d'une impulsion de grande amplitude et de durée très brève, inférieure à la constante de temps du circuit RC, la capacité n'a pas le temps de se charger et l'anode de la diode est de ce fait à un potentiel inférieur à celui de la cathode. L'impulsion parasite n'est donc pas appliquée sur la cathode du tube-images. Précisons que la constante de temps du circuit RC doit être faible par rapport à la fréquence des signaux de modulation, mais grande par rapport à la durée des impulsions.

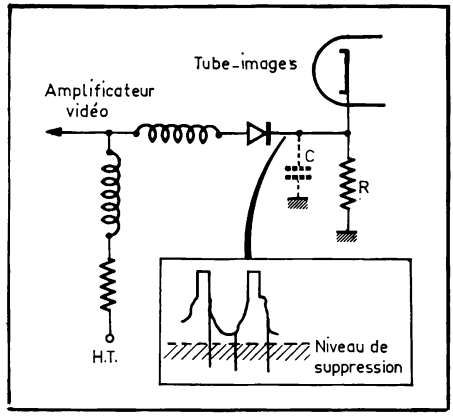


Fig. 29-15. — Antiparasite simple à diode. Celle-ci est bloquée lors de l'apparition d'une impulsion de grande amplitude et de durée très brève.

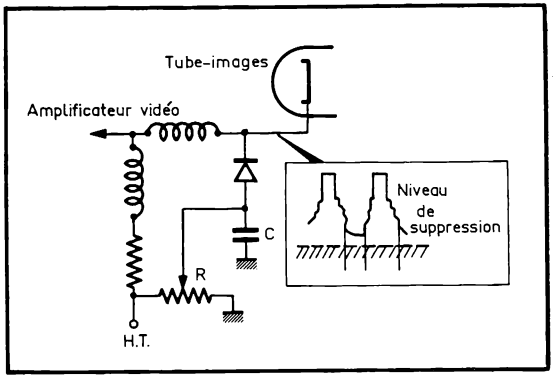


Fig. 29-16. — Autre schéma d'antiparasite image employant une diode polarisée et conductrice lors de l'apparition de parasites de grande amplitude.

Un autre schéma que l'on rencontre assez souvent est celui de la figure 29-16, dans lequel la diode est en parallèle sur la sortie de l'amplificateur vidéo. La diode est ici polarisée à une certaine tension par un ensemble RC, tension correspondant au niveau du blanc. En conséquence, lorsque la tension de modulation vidéo est inférieure à la tension de polarisation, la diode ne conduit pas. Inversement, la diode conduit si les tensions vidéo sont supérieures à la tension de polarisation.

3-1-2. — *Antiparasites à inversion de phase*

Les limiteurs à diode ne font que « raboter » les impulsions parasites. Les antiparasites à inversion de phase ont un objectif plus ambitieux, car ils jouent sur la luminosité du tube-images.

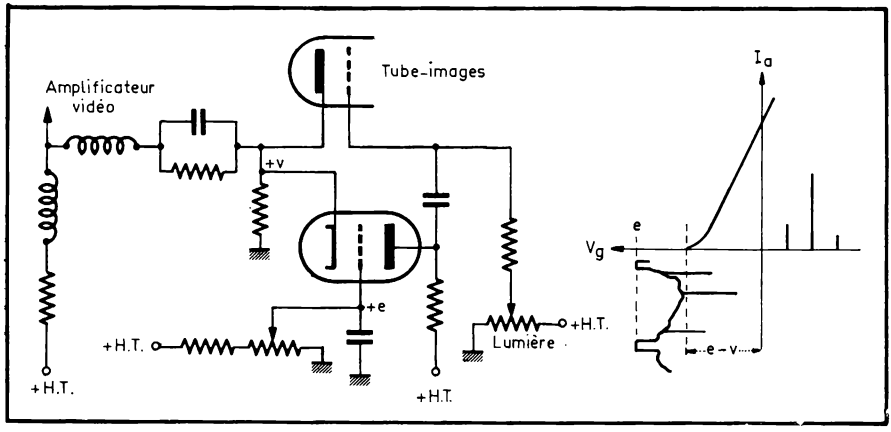


Fig. 29-17. — Antiparasite à inversion de phase employant une triode qui, lors de l'arrivée de parasites, rend plus négative la tension du wehnelt.

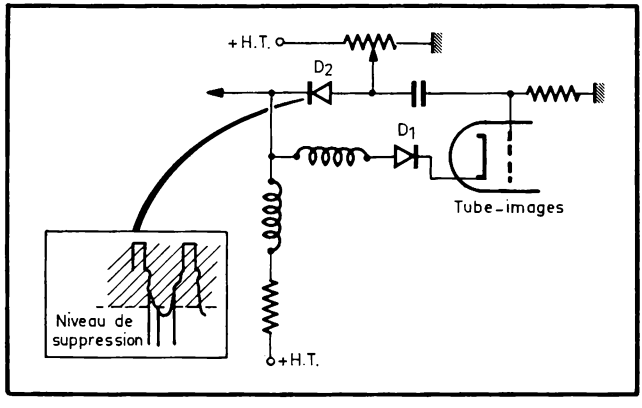


Fig. 29-18. — Autre exemple d'antiparasite image, employant deux diodes polarisées.

Un schéma possible est représenté dans la figure 29-17. La grille de la triode est polarisée à une tension $+ e$ inférieure à la tension $+ v$ appliquée à la cathode. Le point de fonctionnement est porté au-delà du « cutt-off », comme le montrent les courbes $I_a = f(V_g)$. En l'absence de parasites, la triode n'a aucune action pour autant que son point de fonctionnement soit bien choisi. A l'arrivée des parasites, la triode entre en jeu et les détecte. Il apparaît un courant dans son anode, qui provoque une chute de tension sur le wehnelt du tube-images, dont la luminosité est réduite d'autant plus que le parasite est d'amplitude élevée.

Il existe de nombreux autres schémas d'antiparasites à inversion de phase. Nous en donnons un autre exemple dans la figure 29-18, qui fait appel à deux diodes. Celle notée D_1 est une simple diode d'écrêtage comme celle dont nous avons analysé le fonctionnement plus haut. Quant à D_2, elle est

polarisée à une tension égale à la tension maximale de modulation, de sorte qu'elle est normalement bloquée. A l'arrivée d'un parasite, D_2 conduit et une impulsion négative se trouve appliquée sur le wehnelt. L'action est donc double : il y a limitation par D_1 et commande du wehnelt par D_2. Notons que la constante de temps du circuit RC doit être faible pour ne pas déformer les impulsions appliquées au wehnelt (ordre de grandeur : 50 μs).

3-2. — *ANTIPARASITES SON*

Il existe également de nombreux schémas d'antiparasites son plus ou moins élaborés. En particulier, on peut utiliser les montages limiteurs que nous avons étudiés précédemment et qui se placent alors au niveau de la détectrice B.F. Les schémas de la figure 29-19 en sont des exemples types.

Dans le schéma *a*, on trouve, dans la liaison détectrice-préamplificateur B.F., une diode en parallèle, polarisée à la tension crête des signaux B.F. par la charge d'un condensateur C. A l'arrivée d'un parasite, la diode devient conductrice, car la constante de temps du circuit RC est trop grande pour l'absorber. Le schéma *b* est une variante du précédent, dans lequel on voit que la diode est polarisée par une tension provenant de l'amplificateur B.F. Les signaux B.F. sont préalablement redressés, de sorte que la tension de polarisation de la diode suit l'enveloppe du signal B.F. Les impulsions de grande amplitude et de durée très brève sont alors « étouffées ».

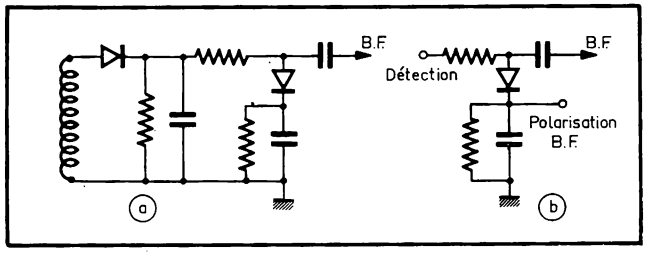


Fig. 29-19. — Schémas de deux montages antiparasites son.

Un autre schéma d'antiparasite son est donné dans la figure 29-20. Le circuit est placé avant l'étage détecteur. Les condensateurs C_1 et C_2 se chargent à la valeur maximale de la tension F.I. et polarisent ainsi les diodes qui ne sont donc pas conductrices. En fait, elles le sont toujours faiblement, car les condensateurs se déchargent un peu dans les résistances qui doivent être de valeur élevée. A l'arrivée d'un parasite, l'impulsion est transmise aux diodes qui deviennent très conductrices et absorbent cette impulsion. Les constantes de temps RC doivent être choisies relativement grandes par rapport aux signaux F.I., mais faibles par rapport à la durée des parasites. Il y a donc un compromis à faire dans ce sens. D'autre part, il faut noter que ce circuit s'ajuste automatiquement sur le niveau de la F.I., car les condensateurs se déchargent ou se chargent suivant l'amplitude des signaux.

4. — La télécommande des téléviseurs

Etant donné que les téléspectateurs doivent obligatoirement se tenir à une certaine distance du téléviseur, les systèmes de télécommande qui permettent de changer de chaîne ou de faire varier le volume sonore, ou même la lumière et le contraste, sans avoir à se déplacer, ne constituent pas un luxe

inutile. Ils augmentent le confort des téléspectateurs et, par suite, le plaisir de regarder le petit écran.

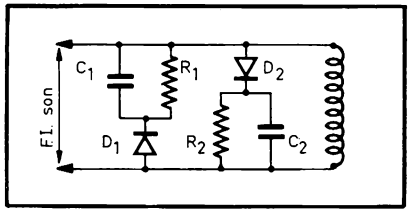


Fig. 29-20. — Autre schéma d'antiparasite son.

Cependant, afin de ne pas trop compliquer le dispositif qui deviendrait vite trop onéreux, il faut essayer d'éliminer les commandes sur lesquelles il est rare que l'on agisse en cours de programme. Les téléviseurs modernes ont un nombre assez réduit de commandes, étant donné leur automatisation poussée. Si nous les énumérons, nous constatons qu'elles sont au nombre de quatre :

a. — Changement de chaîne ou de programme;
b. — Commande de volume sonore;
c. — Commande de luminosité;
d. — Commande de contraste.

Etant donné que le récepteur est toujours pourvu d'un dispositif de C.A.G. efficace, le contraste reste stable d'une chaîne à l'autre, de sorte que l'on n'aura pas besoin d'y retoucher. Il en est à peu près de même pour la luminosité qui reste *grosso modo* constante. Mais en ce qui concerne le son, on peut fort bien passer d'une émission « tranquille » à une émission très bruyante. Ainsi, dans la plupart des cas, on se contentera de prévoir deux commandes, une pour le son et une pour le changement de chaîne. On y ajoute, éventuellement, une commande de luminosité.

On peut diviser en deux grandes catégories les systèmes de télécommande : ceux qui sont liés au téléviseur par un câble de longueur suffisante et les autres.

4-1. — *TÉLÉCOMMANDE PAR CABLE*

La télécommande par câble est très simple à réaliser, mais son inconvénient est évident. Le câble constitue un assujettissement désagréable et peu élégant.

En général, le circuit de télécommande est réalisé de façon que l'on substitue aux potentiomètres de réglage intérieurs au récepteur ceux contenus dans le boîtier de télécommande, grâce à un système de commutation. Le changement de chaîne se fait par un relais dont on coupe ou remet en service l'alimentation, par l'intermédiaire d'un interrupteur placé dans le boîtier de télécommande. En ce qui concerne les potentiomètres de télécommande, on peut encore plus simplement les mettre directement en parallèle sur ceux du récepteur. Il faut alors que leur résistance maximale soit nettement plus grande que celle des potentiomètres du récepteur.

D'autre part, il est prudent de commander le son non dans la partie B.F., mais sur la F.I. son, afin d'éviter des ronflements intempestifs dus au réseau à 50 Hz. D'ailleurs, le câble devra être soigneusement blindé.

Il existe une autre méthode, beaucoup plus élégante, de commander le son et, éventuellement, les autres circuits : celle qui fait appel à une photo-

résistance associée à une lampe à incandescence. La photorésistance est montée en parallèle sur le potentiomètre intérieur du poste. Une petite lampe, du genre lampe cadran, est disposée à côté de la photorésistance, les deux étant de préférence montées dans un même boîtier. Il suffit que la tension d'alimentation de la lampe soit ajustée par un potentiomètre logé dans le boîtier de télécommande pour régler convenablement le son. Ce dispositif très simple a un certain nombre d'avantages; en particulier, la tension d'alimentation de la lampe étant continue, on ne risque pas de perturber le fonctionnement de la partie B.F. avec du 50 Hz. La figure 29-21 représente le schéma de principe de ce dispositif.

4-2. — *TÉLÉCOMMANDE SANS FIL*

La télécommande sans fil est malheureusement plus onéreuse que la précédente, mais elle est plus élégante. Plusieurs méthodes sont applicables, que nous allons décrire rapidement.

4-2-1. — *Télécommande par faisceau lumineux*

Ici encore on va faire appel à des photorésistances, qui commanderont les dispositifs grâce à la variation de leur résistance sous l'influence d'un faisceau lumineux. En pratique, le problème devient assez compliqué si l'on veut pouvoir réaliser un réglage progressif. En effet, il faut alors employer, soit des moteurs pour actionner les potentiomètres, soit des relais s'enclenchant les uns après les autres et court-circuitant une portion de la résistance. D'autre part, on ne peut pas maintenir le faisceau lumineux en permanence sur la photorésistance et, par conséquent, il faut prévoir un système qui maintienne l'ordre donné jusqu'au contre-ordre. Aussi se limitera-t-on à quelques fonctions simples, le plus souvent au seul changement de chaîne.

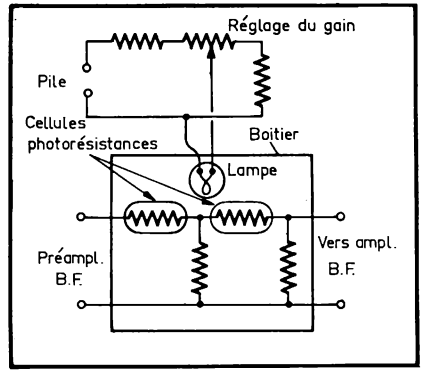


Fig. 29-21. — Système de télécommande à fil du volume son à action proportionnelle. La lampe étant plus ou moins lumineuse, les cellules photorésistantes sont plus ou moins résistantes.

Nous pouvons, par exemple, utiliser des relais bistables qui basculent sous l'effet d'une impulsion et restent dans l'état jusqu'à l'arrivée d'une autre impulsion. La figure 29-22*a* représente le croquis d'un tel relais bistable, où le jeu d'une pièce basculante ferme les contacts ou les ouvre. La lame entraînée par la palette mobile fait basculer d'un côté ou de l'autre la pièce mobile autour de son axe et celle-ci reste dans cette position.

Les deux contacts alimentent un relais puissant, dont la quantité de contacts est suffisante pour réaliser la commutation d'une chaîne à l'autre.

Le relais bistable n'est qu'un simple relais de commande dont la bobine est alimentée à travers une photorésistance (fig. 29-22*b*). Lorsque celle-ci est illuminée, l'intensité doit être suffisante pour que le relais bistable fonctionne, mais elle ne doit pas être trop élevée pour ne pas détruire la photorésistance. C'est pour cette raison qu'il sera généralement nécessaire de commander le relais par un étage amplificateur, lui-même commandé par la cellule photorésistante.

4-2-2. — *Télécommande par ultra-sons*

La télécommande par ultra-sons est très intéressante, mais elle conduit, malheureusement, à des schémas assez complexes et, par conséquent, onéreux. On ne l'emploie que rarement à l'heure actuelle, mais elle a eu un certain succès de curiosité dans les années 60.

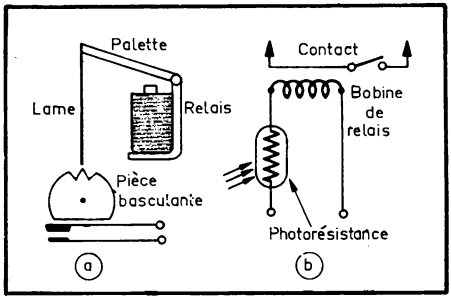


Fig. 29-22. — Coupe d'un relais bistable (**a**) et montage de ce relais avec une cellule photorésistante pour la télécommande par faisceau lumineux (**b**).

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées en ce qui concerne l'émission des ultra-sons. Par exemple, on peut employer un émetteur électronique ou des barreaux sur lesquels viennent cogner des marteaux lorsque l'on appuie

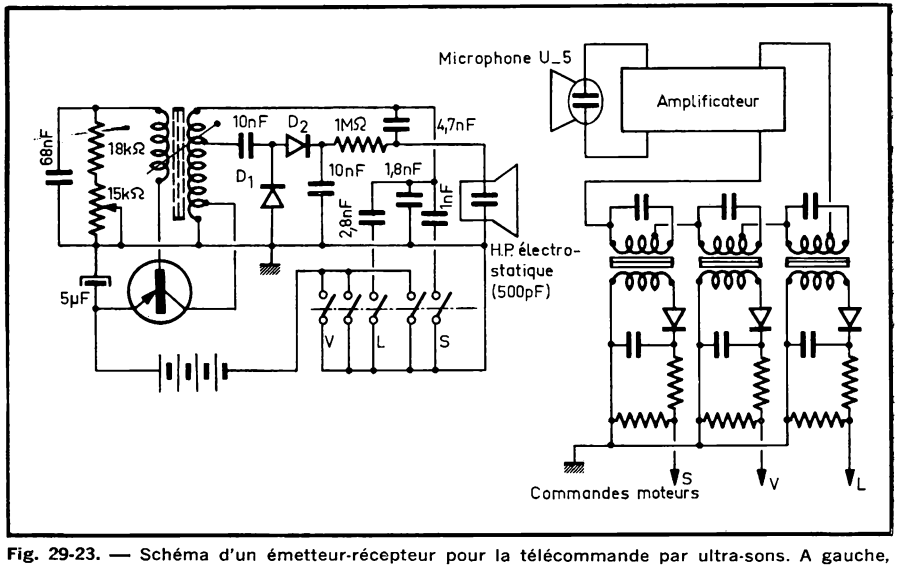


Fig. 29-23. — Schéma d'un émetteur-récepteur pour la télécommande par ultra-sons. A gauche, l'émetteur, utilisant un transistor alimenté par piles. A droite, le synoptique du récepteur et les schémas des circuits de sortie.

sur la touche correspondant au changement de fonction désiré. Quant au récepteur, il est constitué par un amplificateur à grand gain, précédé d'un microphone spécial, et suivi d'un certain nombre de filtres commandant soit des moteurs, soit des relais.

Un exemple d'émetteur simple à ultra-sons est donné par la figure 29-23. Le cœur de cet émetteur est un oscillateur à ultra-sons dont la fréquence d'oscillation est déterminée grâce à trois contacteurs notés L, V et S, et qui commandent respectivement la luminosité, le volume sonore et le changement de canal ou de chaînes. L'émission des ultra-sons est réalisée par un haut-parleur statique. Les fréquences d'oscillations du dispositif décrit étaient de 19, 23,5 et 28 kHz. A côté du schéma de l'émetteur, nous avons représenté le synoptique du récepteur composé de trois étages amplificateurs (tube EF 80) dont le gain atteint 10^5 dans la bande de 19 à 28 kHz et dont la sortie est constituée par trois transformateurs en série, accordés chacun sur une des fréquences d'émission. Les signaux redressés et filtrés commandent des moteurs entraînant l'un ou l'autre des potentiomètres ou le rotacteur ou un relais pour le changement de chaîne.

Les systèmes de télécommande sont maintenant plus en faveur auprès des constructeurs du fait de l'apparition des circuits intégrés qui permettent de réaliser des ensembles électroniques fort complexes sous des volumes réduits. C'est ainsi qu'à l'aide d'un petit nombre de composants, on peut réaliser des systèmes à ultra-sons permettant de télécommander non seulement le téléviseur, mais encore un magnétophone qui y serait éventuellement adjoint.

Citons à titre d'exemple (mais sans donner des schémas qui deviennent très « touffus ») un système imaginé par Siemens permettant, à partir de trois circuits intégrés, de disposer de 36 (trente-six) fréquences ultrasonores.

Un circuit intégré constitue l'émetteur qui génère les fréquences étalées entre 33,2 et 45,8 kHz, lesquelles sont réparties en trois groupes de douze canaux.

Le premier groupe de fréquences commande des mémoires numériques, constituées par un circuit intégré faisant partie du téléviseur. Précisons en passant que les mémoires numériques sont des dispositifs fonctionnant par impulsions (donc en tout ou rien). Suivant le « nombre » d'impulsions, ces mémoires numériques sélectionnent tel ou tel programme. Lorsque celles-ci sont commandées à distance pour effectuer le changement de programme, la mémoire analogique du système de télécommande est bloquée. Cette mémoire fonctionne par variation continue de l'information et, dans le cas présent, commande plusieurs réglages : luminosité, saturation chromatique, contraste, etc.

Le canal 24 du deuxième groupe de fréquences joue un rôle particulier. Lorsque la touche appropriée a été actionnée pendant 0,7 s au moins, elle met le téléviseur en position « prêt à fonctionner », le tube cathodique étant préchauffé. Ce même délai est nécessaire pour mettre en marche le téléviseur à l'aide d'une touche de programme quelconque.

Outre ses fonctions de réglage, la mémoire analogique possède une fonction marche/arrêt, une commande de réglage de fréquence, un système automatique de réglage de la luminosité en fonction de la lumière ambiante, une touche « brillance » ou une touche couleur/noir et blanc.

En pratique, 24 canaux suffisent à la télécommande d'un téléviseur, mais les douze canaux supplémentaires peuvent servir à commander en même temps un magnétoscope. Au cours de l'enregistrement, l'utilisateur peut ainsi supprimer les séquences qu'il juge inintéressante (insertion publicitaire par exemple) en stoppant simplement l'enregistrement. D'autres possibilités peuvent être prévues.

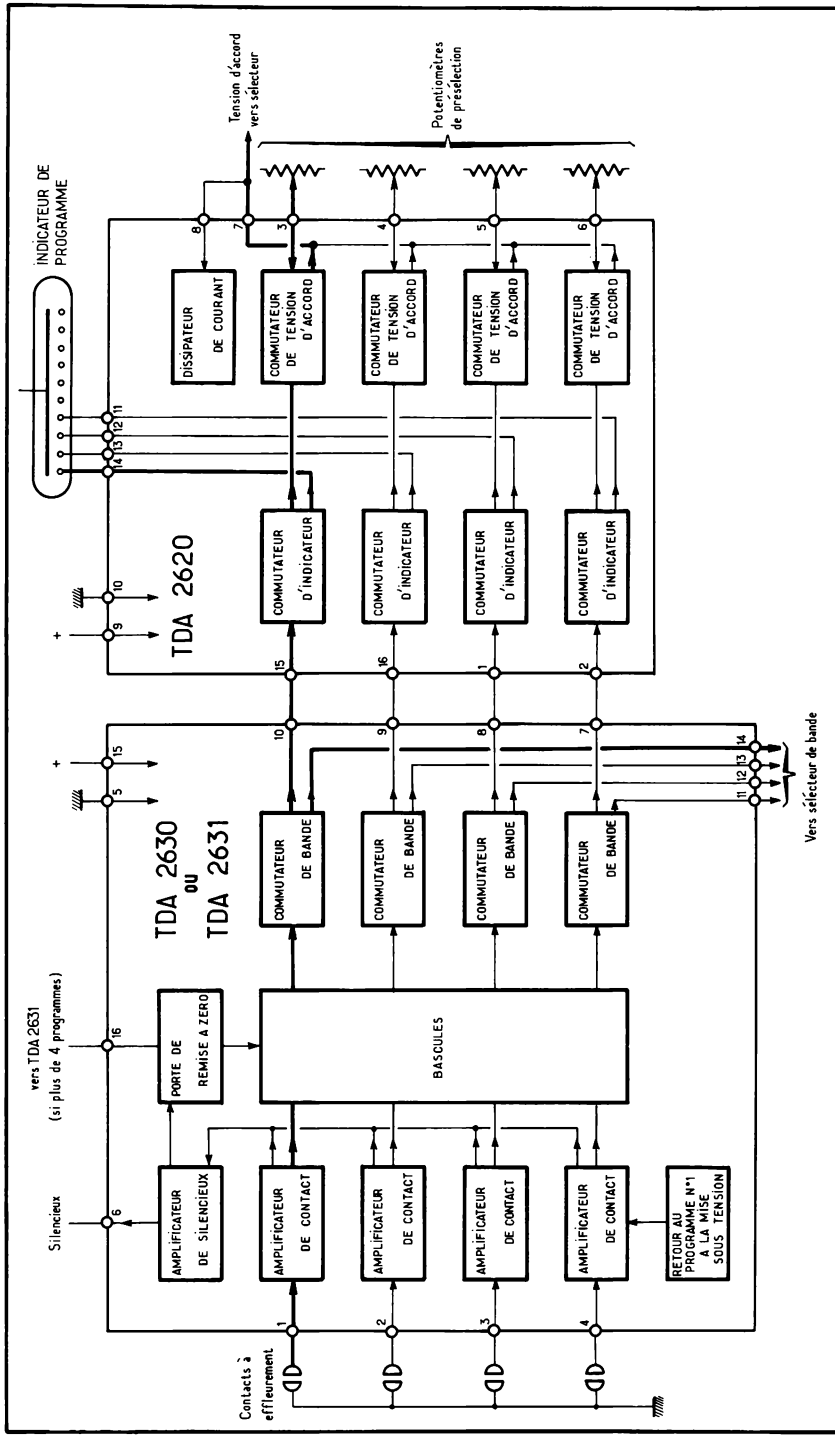


Fig. 29-24. Réalisation d'un système de commande par touches à effleurement comprenant seulement deux circuits intégrés.

5. — Systèmes de commande par touches à effleurement

Les circuits intégrés ont également permis de réaliser des systèmes de commande fonctionnant par simple effleurement du doigt sur une touche. Baptisés « Touch control » dans les documents publicitaires (ou d'une autre dénomination à résonance anglo-saxonne), ces systèmes présentent de nombreux avantages par rapport aux classiques boutons-poussoirs ou autres dispositifs mécaniques, en ce sens qu'étant entièrement statiques, ils sont d'une meilleure fiabilité. Pour le fabricant, l'avantage réside dans la souplesse qu'offrent ces systèmes pour la construction du téléviseur puisque la tringlerie est remplacée par du simple fil électrique.

La commande par effleurement est fondée soit sur la variation de capacité d'un condensateur (le contact du doigt modifie la valeur de ce composant) soit sur la variation de résistance d'un élément sensible une très faible pression.

Ici encore, les schémas fondamentaux sont très complexes de sorte que nous nous contenterons de donner un synoptique d'un tel système en figure 29-24, réalisé avec seulement deux circuits intégrés.

On voit que les contacts à effleurement commande, par l'intermédiaire d'amplificateurs et de bascules, la commutation de bande, d'indicateur de programme et de tension d'accord. Le sélecteur UHF/VHF est conçu pour fournir, suivant les tensions qu'on y applique, quatre bandes : bande I, bande III avec canaux pairs ou impairs et bande UHF. Ce sont de simples diodes qui permettent la commutation comme nous l'avons vu au chapitre 18. Le TDA 2630 (ou 2631) va commander cette commutation.

Par ailleurs, le sélecteur est doté de diodes à capacité variable de sorte qu'il suffit d'appliquer une tension d'accord convenable pour obtenir le réglage. Cette tension est fournie par le TDA 2620. Enfin, un indicateur de programme montre le canal sur lequel le récepteur fonctionne. Ici, c'est un tube numérique classique, mais cet indicateur peut être un élément plus sophistiqué.

Si l'on désire une plus grande capacité de programmes, il suffit d'ajouter d'autres circuits intégrés du même type de façon à obtenir 4, 8, 12 ou 16 possibilités de choix.

A noter encore que le changement de programme s'effectue sans bruit par coupure du son lors de la commutation. Enfin, précisons que, lors d'une nouvelle mise sous tension, le récepteur revient au même programme que précédemment.

CHAPITRE 30

ALIMENTATION GÉNÉRALE DES TÉLÉVISEURS

Nous voici arrivés au terme de l'étude des circuits de réception : il reste à leur fournir les tensions et courants nécessaires à leur fonctionnement. Deux cas peuvent être envisagés selon que le téléviseur emploie des tubes ou des transistors, et nous verrons que l'on est conduit à des réalisations très différentes.

Les téléviseurs à tubes ne peuvent guère être alimentés autrement que par le réseau qui est, dans la quasi-totalité des cas, alternatif. En effet, la consommation d'un tel récepteur est assez importante, surtout du fait du chauffage des tubes. On peut estimer à 60-80 W environ la consommation des filaments seuls, de sorte qu'il n'est pas question d'utiliser des piles ou des accumulateurs.

En revanche, les téléviseurs à transistors, dont la consommation est beaucoup plus réduite (20 à 30 W), peuvent être alimentés à partir de piles ou d'accumulateurs, avec une autonomie de quelques heures. Mais ils peuvent également être alimentés par le réseau alternatif.

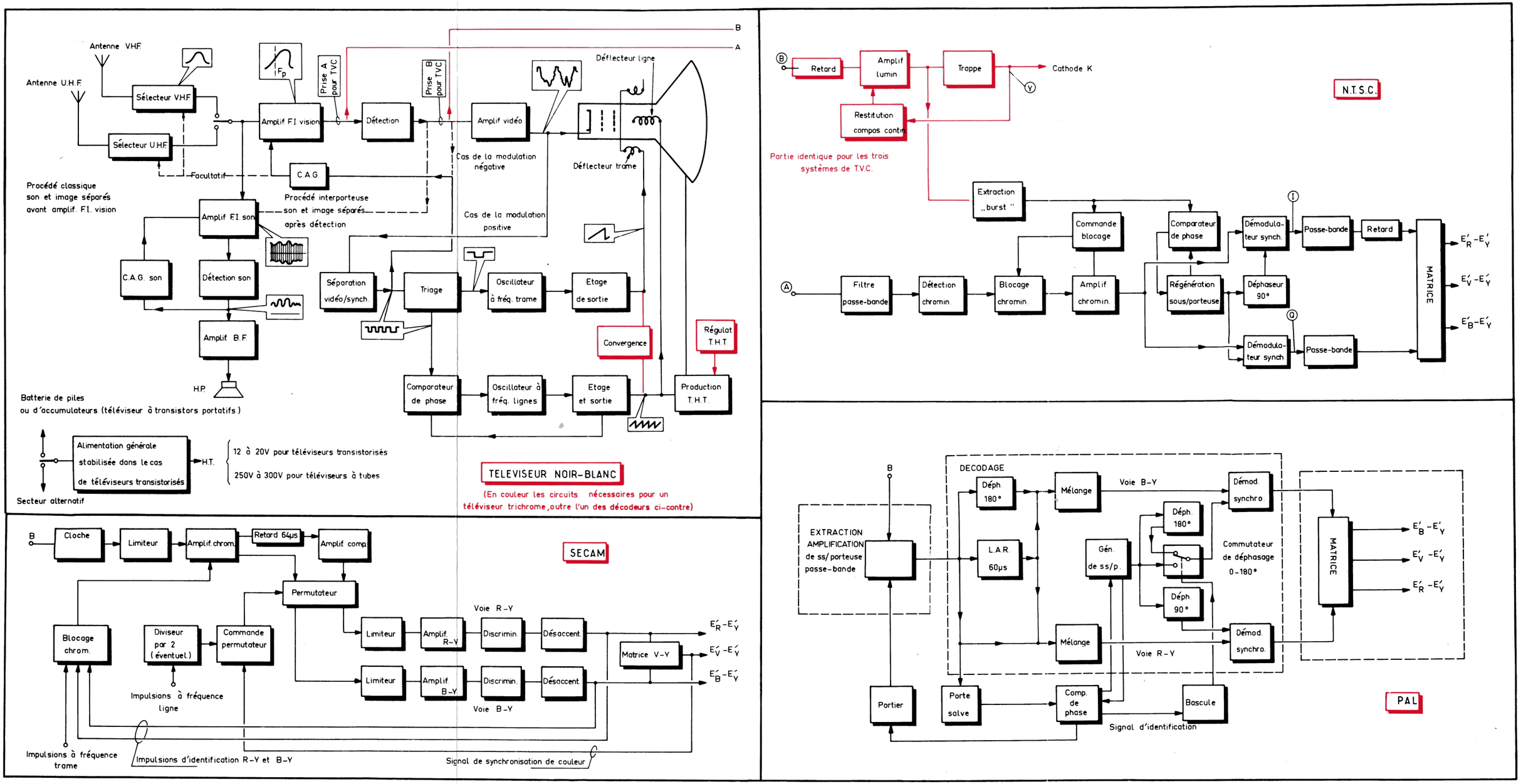
Nous aurons donc à examiner, pour les téléviseurs à tubes, le cas unique où l'alimentation est réalisée à partir du réseau, et, pour les téléviseurs à transistors, les deux cas possibles : alimentation en continu et en alternatif.

Précisons, enfin, que l'alimentation des téléviseurs trichromes ne pose pas de problèmes particuliers dans son principe. Seuls quelques détails secondaires apparaissent, qui seront soulignés au fur et à mesure de notre étude.

1. — Téléviseurs à tubes électroniques

On peut distinguer deux grandes catégories de dispositifs d'alimentation qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients : les montages avec transformateur; ceux où ce transformateur est supprimé.

Les premiers sont d'un prix de revient plus élevé que les seconds, mais d'autre part, si le transformateur est mal conçu, il peut produire des champs magnétiques parasites qui perturbent l'image. Sa réalisation doit donc être



Synoptique d'un téléviseur noir et blanc (en haut, à gauche) et des décodeurs SECAM, PAL et N.T.S.C.

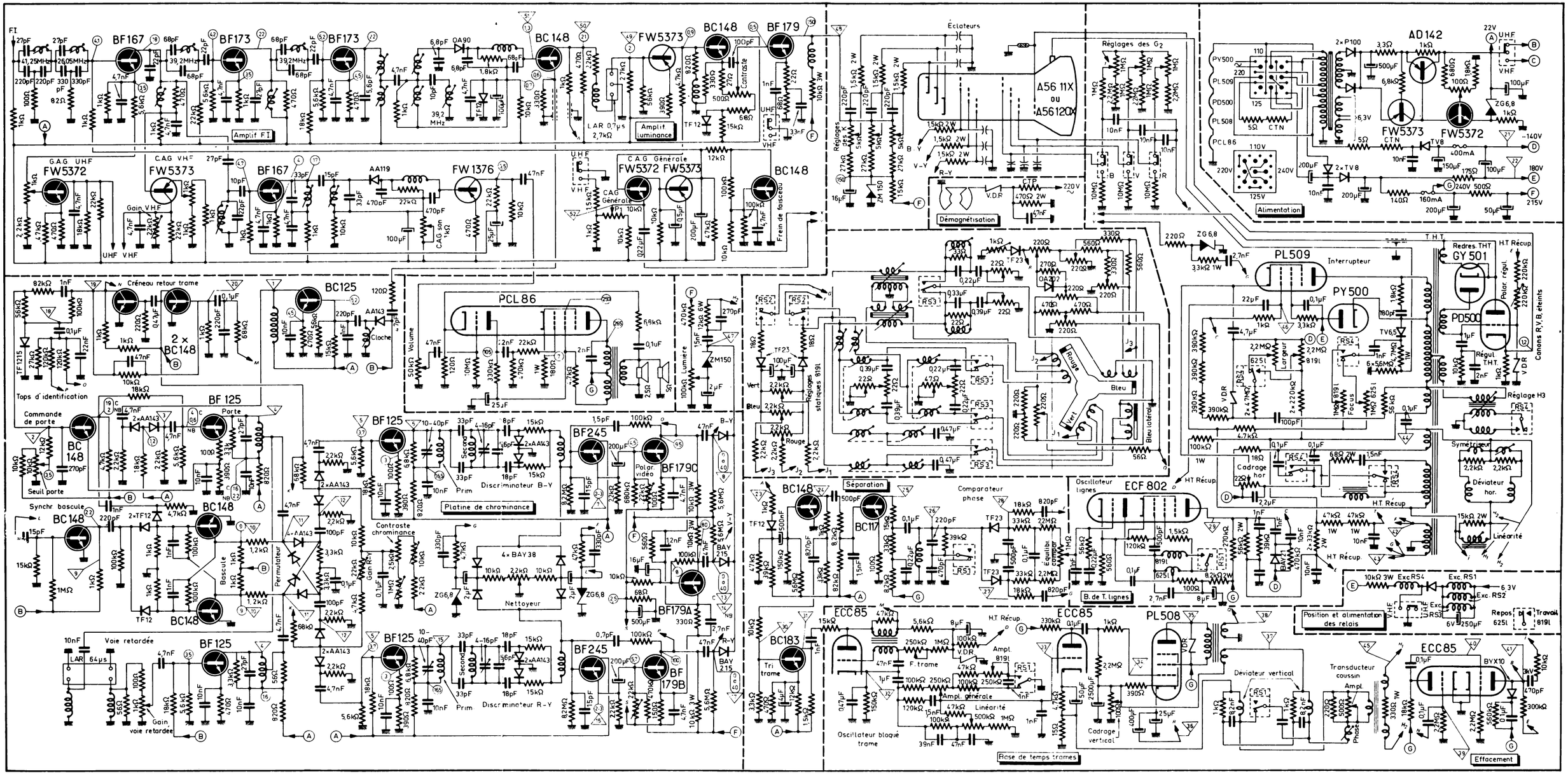
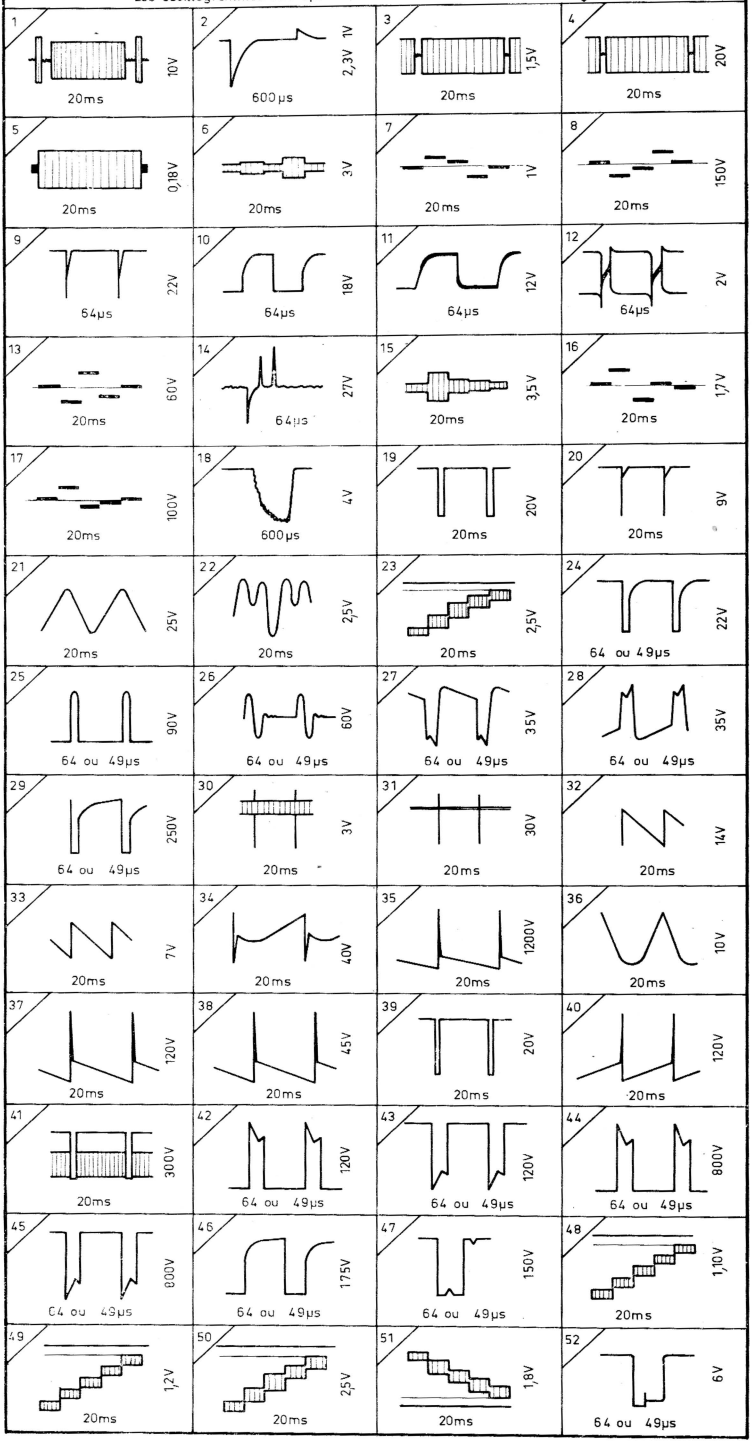


Schéma complet (sauf les sélecteurs U.H.F. et V.H.F.) d'un téléviseur-couleurs et les oscillogrammes s'y rapportant (à droite).

Les oscillogrammes correspondent aux chiffres inscrits dans un



soignée, tout particulièrement en TVC, et son emplacement doit être tel que les fuites magnétiques éventuelles ne perturbent pas l'image. En revanche, le montage à transformateur possède une plus grande souplesse d'emploi, puisque l'on peut disposer de plusieurs tensions et que l'on peut alimenter facilement des tubes en tensions ou courants de chauffage différents. Il présente aussi une meilleure sécurité, car le châssis est isolé du réseau. Enfin, il permet d'adapter très simplement le récepteur à des réseaux de tensions différentes.

Le montage sans transformateur est moins séduisant, mais il est nettement plus économique. Un certain nombre de précautions doivent être prises, en particulier par le dépanneur qui ne doit pas oublier — au risque de « châtaignes » fort désagréables — que le châssis se trouve raccordé à un des fils du réseau. Cependant c'est un montage qui fonctionne correctement quand il est bien conçu.

En France, il semble que la faveur des constructeurs aille plutôt au montage avec transformateur, peut-être à cause de la diversité des réseaux d'alimentation. A l'étranger, on utilise les deux genres de montage, celui sans transformateur ayant cependant un plus grand succès.

A quelques détails près, les circuits sont les mêmes en TVC et en TV achrome, avec une puissance nettement plus élevée en TVC (de l'ordre de 450 VA); les hautes tensions peuvent aller jusqu'à 350 V.

Nous allons d'abord parler des méthodes de chauffage des filaments, puis nous verrons comment l'on obtient les hautes tensions (il y en a plusieurs, alors que dans les récepteurs de radiodiffusion il n'y en a généralement qu'une seule).

1-1. — *CHAUFFAGE DES FILAMENTS*

Suivant que l'alimentation s'effectue avec ou sans transformateur le chauffage des filaments se fait en parallèle ou en série.

1-1-1. — *Filaments en parallèle*

Le montage des filaments en parallèle, représenté dans la figure 30-1, n'est possible que lorsqu'un transformateur est utilisé. En général, les tubes employés dans un téléviseur ont tous la même tension de chauffage (6,3 V); si cela n'était pas le cas (dans les téléviseurs anciens, notamment), un ou plusieurs enroulements de chauffage supplémentaire peuvent être prévus, ou encore un certain nombre de prises sur l'enroulement de chauffage. Il faut remarquer qu'il est possible, dans ce cas, d'utiliser des tubes à courants de chauffage différents. Enfin, on peut facilement isoler les filaments de certains tubes en utilisant un enroulement séparé; en général, on isole ainsi le filament du tube-images.

1-1-2. — *Filaments en série*

Le montage des filaments en série, qui devient obligatoire dans le cas où l'on n'emploie pas de transformateur, exige quelques précautions particulières.

D'abord, il faut que tous les filaments soient prévus pour un même courant de chauffage (fig. 30-2). Si cela n'est pas le cas, il faut constituer plusieurs chaînes de filaments, chacune d'elles se composant de tubes fonctionnant avec le même courant de chauffage (fig. 30-3*a*).

Si le courant de chauffage nominal d'un ou de plusieurs tubes est inférieur à celui de la chaîne, on peut aussi mettre en parallèle sur chaque filament une résistance-shunt qui dérivera une partie du courant (fig. 30-3*b*).

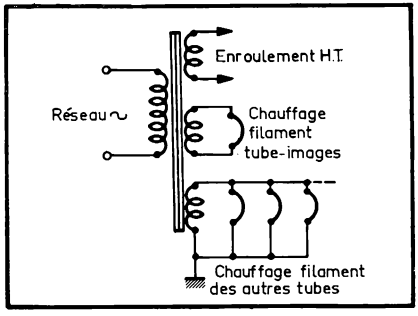


Fig. 30-1. — Montage du transformateur d'alimentation avec chauffage des filaments en parallèle. Le primaire est, le plus souvent, équipé d'un dispositif d'adaptation au réseau (110 à 240 V) par mise en série ou en parallèle de deux enroulements.

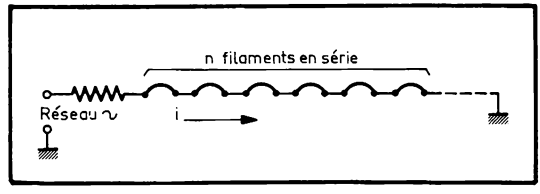


Fig. 30-2. — Montage des filaments en série avec interposition d'une résistance chutrice.

D'autre part, il faut respecter un certain ordre de connexion, car l'isolement filament-cathode n'est généralement pas le même pour tous les filaments. Les tubes dont l'isolement filament-cathode est le plus élevé seront placés en début de chaîne, c'est-à-dire du côté du réseau, et ceux qui ont le moins bon isolement du côté de la masse. En général, le dernier filament du côté de la masse est celui du tube-images, non parce que son isolement est faible, mais parce que le tube-images étant coûteux, on s'efforce de le protéger au maximum contre les courts-circuits éventuels.

D'autres considérations interviennent dans l'ordre d'implantation, notamment la sensibilité au ronflement (préamplificateur B.F., placé du côté de la masse lui aussi, séparatrices, détection, etc.).

Le plus souvent, il sera nécessaire d'insérer une résistance chutrice pour que la somme des tensions d'alimentation des filaments corresponde à celle du réseau. Par exemple, en supposant que nous ayons à alimenter une série de tubes dont la tension de chauffage totale est de 88 V avec un courant de 0,3 mA, la tension du réseau étant de 127 V, la différence entre la tension du

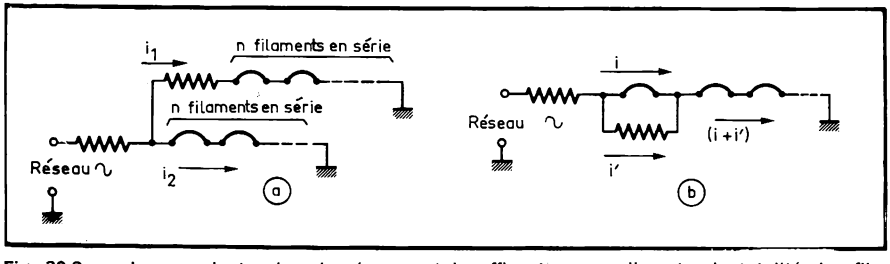


Fig. 30-3. — Lorsque la tension du réseau est insuffisante pour alimenter la totalité des filaments en série, on peut faire plusieurs chaînes de filaments (**a**) ; lorsque l'intensité nécessaire pour le chauffage des filaments est trop importante pour un (ou plusieurs) d'entre eux, on peut ajouter une résistance shunt (**b**).

réseau et celle nécessaire au chauffage est de 39 V. Par conséquent, il faudra insérer une résistance de 39/0,3 = 130 Ω et pouvant dissiper une puissance de 39 × 0,3 = 11,7 W. En pratique, on choisira une résistance de 130 Ω supportant 15 à 20 W.

Enfin, il faut prendre quelques précautions contre les surtensions qui apparaissent lors de la mise en fonctionnement du téléviseur. En effet, lorsque les filaments sont froids, leur résistance est faible et ils sont soumis à un courant anormalement élevé. D'autre part, tous les filaments n'ayant pas la même inertie thermique, certains chaufferont vite et d'autres moins vite, de sorte que les premiers seront soumis à des surtensions du fait de l'inégalité des résistances présentées par les différents filaments.

Ces inconvénients seront éliminés grâce à une thermistance dont la résistance décroît à mesure que sa température augmente (résistance C.T.N.). Cette thermistance placée en série avec l'ensemble des filaments, présentera, à la mise sous tension, une grande résistance, et une grande partie de la tension du réseau se retrouvera à ses bornes. Puis sa résistance diminuant progressivement, la tension du réseau sera peu à peu répartie de façon uniforme sur les filaments. On doit choisir une thermistance dont la résistance à chaud est égale à celle nécessaire pour réaliser la chute de tension prévue (130 Ω dans l'exemple précédent), de façon à ne pas avoir à ajouter une résistance. Malheureusement, les valeurs disponibles ne concordent pas toujours, de sorte qu'on est obligé d'employer une résistance et une thermistance en série, en tenant compte de la résistance à chaud de la thermistance. Par exemple, si la thermistance présente une résistance de 30 Ω à chaud, la résistance nécessaire dans notre précédent exemple sera de 100 Ω.

Enfin, il faut mentionner également le cas où la tension du secteur est inférieure à la tension de chauffage nécessaire. Cela se présente en particulier, dans les téléviseurs que l'on désire alimenter sur 110-130 V et qui sont équipés de tubes de la série « P ». Il suffit de diviser la chaîne de filaments en deux circuits et on obtient un montage mixte série-parallèle, analogue à celui de la figure 30-3*a*.

1-1-3. — *Découplage des filaments*

Les tensions H.F. peuvent être véhiculées par les connexions des filaments, ce qui risque de provoquer des accrochages ennuyeux et quelquefois assez difficiles à dépister. Pour les éviter, il est nécessaire de découpler les circuits des filaments de façon à dériver à la masse ces tensions induites.

On connecte, en conséquence, un condensateur en parallèle sur chaque filament lorsque ceux-ci sont alimentés en parallèle, ou deux condensateurs reliés à la masse lorsque les filaments sont en série (fig. 30-4*a* et *b*). On inter-

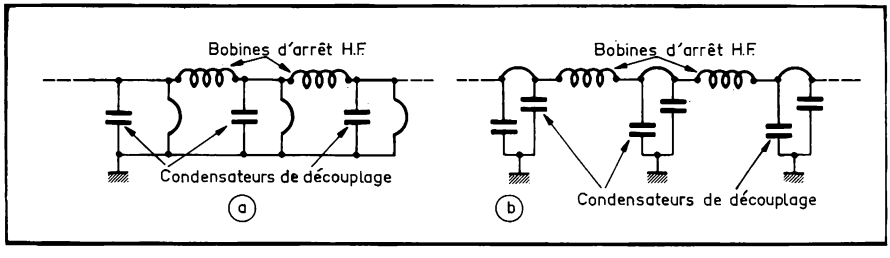


Fig. 30-4. — Découplage des filaments montés en parallèle (a) et en série (b). Les bobines d'arrêt H.F. ne sont pas indispensables dans la plupart des cas. Elles peuvent être remplacées par des perles de ferrite.

cale aussi des bobines d'arrêt H.F. dans le circuit d'alimentation, ou des perles de ferrite glissées sur le conducteur. Ces perles de ferrite agissent exactement comme les bobines à l'égard des courants H.F.

Ces découplages ne se font que sur les circuits H.F., c'est-à-dire sur le sélecteur V.H.F. ou U.H.F. et sur la platine F.I.

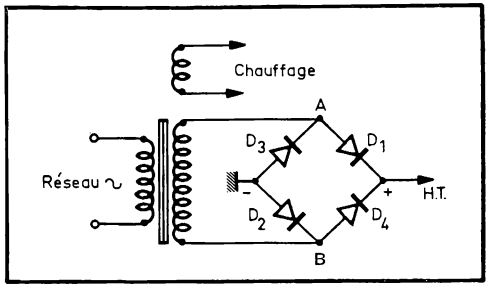


Fig. 30-5. — Montage en pont de quatre diodes pour le redressement double alternance.

La valeur des condensateurs est relativement élevée, de l'ordre de 1,5 nF généralement. Quant aux bobines, elles sont de valeur relativement faible (une dizaine ou une quinzaine de spires jointives). Assez souvent maintenant, on n'utilise plus que les condensateurs de découplage, suffisants pour assurer un bon isolement H.F. entre chaque étage.

1-2. — *PRODUCTION DES HAUTES TENSIONS*

Ici encore nous aurons à examiner deux cas, suivant que l'alimentation se fait par l'intermédiaire d'un transformateur ou non.

1-2-1. — *Alimentation par transformateur*

Le montage classique est celui de la figure 30-5, dans lequel le redressement est effectué par un pont de quatre diodes « solides ». Les redresseurs à diodes à vide sont pratiquement abandonnés à l'heure actuelle et nous n'en parlerons pas.

Rappelons rapidement le fonctionnement de ce montage. Lorsque le point A est positif, le point B est négatif, et les diodes D_1 et D_2 conduisent. Il apparaît une alternance positive au point marqué + et une négative au « moins ». Lorsque le point A est négatif, B est positif, D_3 et D_4 conduisent, et les alternances positives et négatives apparaissent aux mêmes points que précédemment.

Le filtrage est généralement réalisé par condensateur en tête, suivi d'une bobine d'inductance élevée (plusieurs henrys). Enfin, on trouvera, dans la plupart des cas, plusieurs lignes de haute tension, obtenues quelquefois à l'aide de prises intermédiaires sur l'enroulement H.T., d'autres fois à l'aide d'enroulements séparés suivis de cellules de redressement classiques, mais le plus souvent à partir d'une même tension redressée, en incorporant à l'entrée de chaque dérivation une résistance chutrice.

Dans la figure 30-6, nous avons représenté une réalisation pratique d'un ensemble d'alimentation; il s'agit ici d'un téléviseur trichrome utilisant des tubes et des transistors.

Le primaire du transformateur est adaptable à la tension du secteur 110 ou 220 V par mise en parallèle ou en série des sections de primaire. Un

enroulement auxiliaire permet d'adapter avec précision le primaire à la tension du réseau.

Il y a quatre enroulements secondaires. Deux servent au chauffage des filaments : l'un pour le filament du tube-images (enroulement marqué 1 A) ; l'autre pour tous les autres filaments connectés en parallèle et que nous n'avons pas représentés.

Un autre enroulement est prévu pour obtenir les basses tensions nécessaires pour l'alimentation des transistors. Le redressement est effectué dans ce cas par deux diodes, ce qui oblige à prévoir une prise médiane sur l'enroulement. Il existe deux lignes de basse tension : 24 et 12 V, avec un filtrage assez sommaire par résistance et capacité. En fait, comme le débit est faible, le filtrage est suffisant, étant donné la grande capacité des condensateurs.

Les différentes tensions sont obtenues par l'intermédiaire d'une seule cellule de redressement représentée par un pont de quatre diodes BY 103, suivie d'une cellule de filtrage à capacité en tête et inductance. Une résistance chutrice, suivie d'un condensateur de capacité élevée, précède chaque ligne de haute tension. On remarquera que deux thermistances sont utilisées de façon que la H.T. ne soit appliquée aux tubes que progressivement, après un certain temps de chauffage. Elles interviennent aussi pour limiter le courant de crête appliqué aux diodes.

Il est quelquefois nécessaire de pouvoir disposer de tensions négatives. C'est, en principe, assez facile à obtenir soit, par exemple, en inversant le sens des diodes dans la figure 30-6, et l'on aurait alors du — 24 et du — 12 V, soit encore en réalisant un montage tel que celui de la figure 30-7.

En bref, on voit qu'il n'y a pas de grandes difficultés dans la réalisation des circuits d'alimentation avec utilisation d'un transformateur, mais il faut rappeler, car c'est important, que les fuites magnétiques de celui-ci doivent être les plus faibles possible.

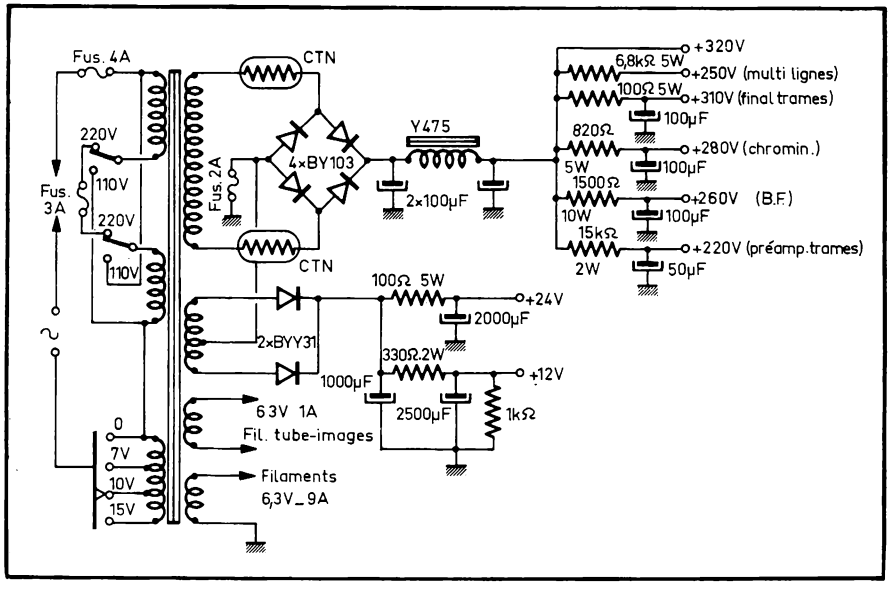


Fig. 30-6. — Réalisation pratique d'une alimentation pour téléviseur à tubes et transistors. Les filaments sont chauffés en parallèle. Les diverses tensions sont obtenues par des résistances chutrices constituant avec les condensateurs électrochimiques qui les suivent une seconde cellule de filtrage.

1-2-2. — *Alimentation sans transformateur*

Le problème est ici d'obtenir une tension redressée de l'ordre de 250 V à partir d'un réseau qui peut n'être que de 110 V. Il existe deux principaux types de circuits qui nous permettront d'y parvenir et que nous allons étudier successivement.

a. — *Doubleur de tension type Latour*

La figure 30-8 représente le schéma de ce montage. Les condensateurs C_1 et C_2 étant en série, on recueille, lorsqu'ils sont chargés, une tension qui est égale à plus de deux fois la tension d'entrée. En effet, on fait en sorte que

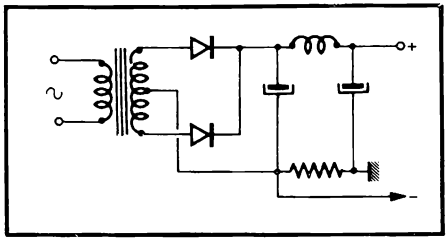
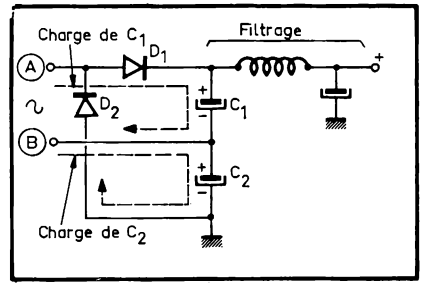


Fig. 30-8. — Montage doubleur de tension du type Latour, dans lequel les deux condensateurs sont montés en série.

Fig. 30-7. — Schéma de principe d'un montage permettant d'obtenir une tension négative par rapport au potentiel de masse.



les condensateurs se chargent à la tension crête, c'est-à-dire à $110\sqrt{2}$ dans le cas du secteur à 110 V. La tension aux bornes des deux condensateurs en série s'éléverait donc à $2 \times 110\sqrt{2} \# 310$ V s'il n'y avait pas de débit. En fait, comme il y a une certaine consommation, la tension recueillie sera plus faible, de l'ordre de 250 V.

Le fonctionnement de ce montage est le suivant : lorsque l'alternance est positive (point A positif), la diode D_1 conduit et le condensateur C_1 se charge. La diode D_2 ne peut conduire, puisque sa cathode est positive. Le condensateur est donc chargé à la valeur crête de l'alternance, c'est-à-dire à $110 \times \sqrt{2}$, soit quelque 155 V.

A l'alternance suivante (point B positif), D_1 est bloquée, puisque son anode est maintenant négative, mais D_2 conduit et le courant se ferme à travers C_2. Ce condensateur est chargé lui aussi à la valeur crête de la tension, soit pratiquement 155 V. Si l'on examine le sens des charges emmagasinées par les deux condensateurs, on remarque que les tensions sont bien en série, comme l'indiquent les polarités marquées sur la figure.

On remarquera aussi que les condensateurs sont chargés à une tension deux fois moindre que celle de la H.T., de sorte que leur tension de service n'a pas besoin d'être aussi élevée que celle des condensateurs employés dans les montages redresseurs classiques, tel que celui dont il a été question plus haut. En ce qui concerne l'encombrement, c'est une caractéristique intéressante, car on pourra choisir des capacités plus élevées. D'autre part, on notera que la tension redressée présente une ondulation de fréquence double de celle du réseau, comme le montage précédent d'ailleurs. Enfin, on peut

fort bien utiliser ce montage avec un transformateur à l'entrée; auquel cas, ce transformateur pourra avoir un rapport unité, son seul rôle étant d'isoler le réseau du châssis et, éventuellement, de fournir les tensions de chauffage. Il sera alors moins volumineux, moins lourd et plus économique. On peut également utiliser un autotransformateur.

b. — *Doubleur de tension type Schenkel*

Le schéma de ce montage est représenté en figure 30-9. Comme le doubleur de Latour, il utilise deux condensateurs et deux diodes, mais ici les condensateurs ne sont pas en série.

Le fonctionnement est plus facile à expliquer en partant de l'alternance négative. Pendant celle-ci (point A négatif), D_2 est bloquée, car son anode est négative, mais D_1 conduit et un courant parcourt C_1 qui est chargé à la valeur crête de la tension du réseau. Pendant l'alternance positive (point A positif), D_1 ne conduit plus, car son anode est négative, mais D_2 conduit, car son anode est portée à un potentiel positif. Et si l'on examine attentivement le schéma, on remarque que cette anode est portée à un potentiel égal à la somme de la tension du réseau et de la charge du condensateur C_1. Tout se passe, pour D_2, comme si la tension du réseau avait doublé. Dès lors C_2 est chargé à une tension égale à deux fois la tension crête du réseau, soit approximativement 310 V pour un réseau à 110 V. En pratique, comme pour le doubleur de Latour, la tension redressée est plus faible à cause du débit.

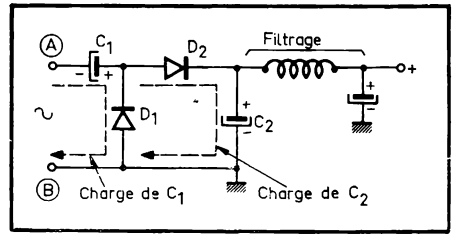


Fig. 30-9. — Montage doubleur de tension du type Schenkel. Ici c'est le condensateur C_2 qui supporte toute la tension redressée.

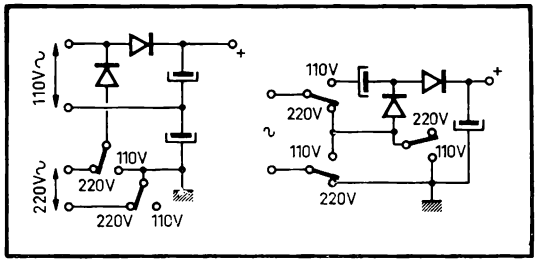


Fig. 30-10. — Exemple de commutation 110-220 V des montages doubleur type Latour (à gauche) et Schenkel (à droite).

On remarquera que le condensateur C_2 doit avoir un isolement équivalent à celui des condensateurs utilisés dans les montages à redresseurs en pont, puisqu'il supporte une tension de charge double de celle du réseau. D'autre part, C_1 est traversé par un courant inverse important, de sorte qu'il risque de chauffer exagérément. Pratiquement, c'est de la qualité de ce condensateur que dépend celle du montage.

Comme le doubleur de Latour, le montage ci-dessus peut être précédé d'un transformateur ou d'un autotransformateur si on le désire.

Une des difficultés que l'on rencontre avec les montages sans transformateur est leur adaptation à des tensions de réseau différentes. On peut, à

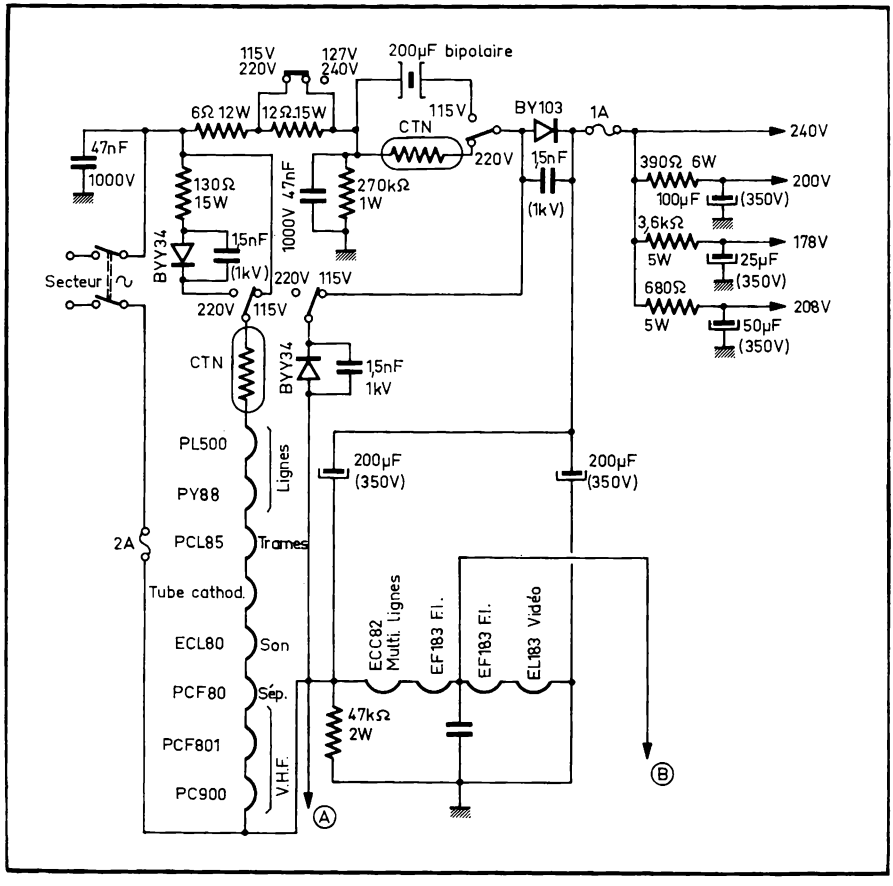


Fig. 30-11. — Réalisation pratique d'une alimentation sans transformateur.

l'aide d'un certain nombre de commutations, passer du 110 au 220 V en faisant fonctionner les doubleurs en redresseurs mono-alternance, comme le montre la figure 30-10. On s'efforce, alors, de mettre les diodes en série sur 220 V.

La figure 30-11 représente un exemple de réalisation pratique d'une alimentation sans transformateur. En 110 V le redressement est assuré par un doubleur du type Schenkel, le condensateur d'entrée étant un modèle bipolaire (c'est-à-dire un condensateur électrochimique polarisé dans les deux sens, si l'on peut s'exprimer ainsi). En 220 V, le redressement est effectué par une seule diode BY 103, précédée alors d'une thermistance. La mise en service d'une résistance de 12 Ω permet d'ajuster avec précision l'alimentation à la tension du secteur.

Il faut noter qu'il y a deux chaînes de filaments : l'une alimentée directement par le secteur, avec interposition, en 220 V, d'une diode redresseuse et d'une résistance pour abaisser la tension; l'autre alimentée par le retour de la H.T. Ces filaments remplissent alors le rôle de résistances et l'on recueille aux points A et B deux tensions négatives.

Remarquons l'ordre adopté, avec les filaments du tube-images, et des tubes de la voie son et de la base de temps trame placés au milieu de la chaîne principale.

Précisons enfin que le téléviseur dont il s'agit utilise aussi des transistors. Les basses tensions nécessaires à ces derniers sont obtenues à l'aide d'une résistance chutrice intercalée entre le + 200 V et les circuits des transistors.

Avant d'en terminer avec l'étude de l'alimentation des téléviseurs à tubes ou mixtes, il est bon de dire quelques mots des variations de tension du réseau. En effet, il n'est pas rare que la tension fournie par celui-ci subisse d'importantes variations, généralement par suite de surcharge, ce qui se traduit par une baisse de tension pouvant atteindre 20 %. Ces variations se répercutent de façon sensible, notamment sur les dimensions de l'image qui deviennent fluctuantes. Pour éliminer ces défauts, il faut incorporer, entre la prise d'alimentation et le téléviseur, un stabilisateur de tension qui réduit, dans de grandes proportions, les variations du réseau. Nous n'expliquerons pas le fonctionnement de ces appareils, fonctionnement qui est d'ailleurs assez délicat à analyser avec rigueur. Disons simplement qu'ils font appel à des transformateurs ferro-magnétiques fonctionnant à saturation. Des précautions doivent être prises si ces appareils alimentent un téléviseur trichrome. En effet, celui-ci étant sensible aux champs magnétiques, il faut soit éloigner le stabilisateur du téléviseur, soit choisir un modèle qui ne rayonne pas.

2. — Alimentation des téléviseurs à transistors

Nous ne nous intéresserons ici qu'aux téléviseurs intégralement transistorisés, car nous avons déjà étudié la façon d'obtenir les tensions d'alimentation nécessaires aux transistors dans le cas des récepteurs mixtes.

Comme nous l'avons souvent dit, les transistors fonctionnent surtout en courant. Ils prélèvent, par conséquent, une intensité importante et variable à l'alimentation et le problème est alors nettement différent, car un courant important parcourt les connexions qui sont plus ou moins résistantes et qui, de ce fait, provoquent des chutes de tension plus ou moins importantes. Il peut donc se produire des « interférences » d'un étage sur l'autre, en d'autres termes, des couplages parasites, qu'il faudra combattre par des découplages appropriés.

D'autre part, si la résistance interne de la source est grande, le fait de lui soutirer un courant important provoquera d'inutiles pertes de puissance. Il faut donc que la résistance interne soit faible, de façon que l'alimentation se rapproche le plus possible du générateur de tension parfait qu'elle devrait être. Enfin, il faut bien dire que certains transistors travaillent très près de leurs limites (balayage lignes, notamment) et qu'il ne faut évidemment pas les dépasser.

La question est alors de savoir s'il est judicieux d'employer une alimentation classique, avec cellule de filtrage énergique, ou une alimentation régulée. Si l'on fait le bilan, on constate que, dans le premier cas, il faudrait employer des cellules de découplage très efficaces, ce qui conduirait à utiliser des condensateurs de très grande capacité (5000 μF, par exemple) et des bobines relativement coûteuses et encombrantes. Etant donné le prix actuel des transistors, une alimentation régulée, qui se contente d'un filtrage sommaire et qui présente une faible résistance interne, revient finalement moins cher, toutes choses égales par ailleurs. Ainsi, à peu près dans tous les

cas, les récepteurs de télévision transistorisés seront à alimentation régulée.

D'autre part, étant donné les tensions d'alimentation relativement faibles nécessaires aux transistors, et leur consommation globale souvent peu élevée, de l'ordre d'une vingtaine de watts, on peut envisager d'alimenter ces récepteurs sur piles ou sur accumulateurs. L'autonomie est néanmoins limitée à quelques heures, de sorte que ces récepteurs devront avoir la possibilité d'être alimentés aussi sur le secteur.

2-1. — *ALIMENTATION SUR SECTEUR*

Le schéma d'une alimentation régulée est représenté en figure 30-12. Le redressement est assuré par deux diodes, mais on pourrait tout aussi bien utiliser un pont, ce qui éviterait d'avoir un transformateur à point milieu. Remarquons, en passant, que le transformateur est pratiquement obligatoire pour pouvoir abaisser la tension du secteur. On pourrait, bien entendu, utiliser une résistance chutrice, mais cela provoquerait un gaspillage important de puissance. Le filtrage est très sommairement réalisé par un condensateur de capacité élevée (5000 μF, généralement). Quelquefois il est précédé d'une résistance de faible valeur (1 Ω, par exemple) qui limite l'intensité crête parcourant les diodes.

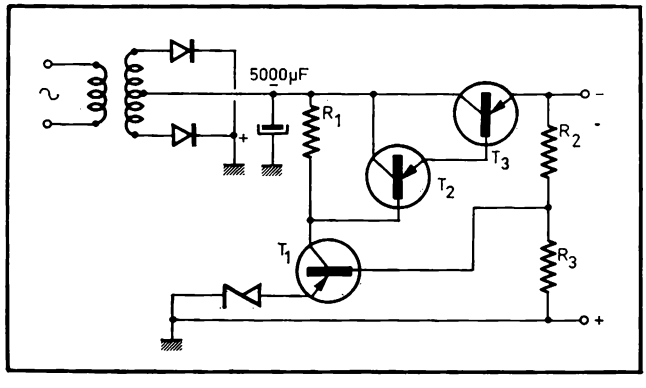


Fig. 30-12. — Alimentation stabilisée à transistors dans laquelle l'émetteur de T_1 est polarisé par une tension constante (diode Zener) et où la base de T_1 est commandée par les variations de la tension de sortie.

Le fonctionnement de l'alimentation stabilisée est le suivant. La diode Zener fixe le potentiel d'émetteur de T_1 à une valeur de référence. On peut admettre que les variations de tension à l'entrée de l'alimentation sont sans influence sur ce potentiel. Une certaine partie de la tension de sortie est appliquée à la base de T_1. Le courant de collecteur de ce transistor varie donc au rythme des variations de la tension de sortie, et le courant de base de T_2 suit les variations du courant de collecteur de T_1. En poursuivant ce raisonnement, on voit que le courant de collecteur de T_3 suit les variations du courant de collecteur de T_1. Supposons, par exemple, que la tension de sortie diminue pour une raison quelconque. La base de T_1 devient moins négative, le courant de collecteur de T_1 augmente et, par suite, celui de T_3 aussi. La résistance émetteur-collecteur de ce transistor diminue par conséquent (à la limite, si le transistor est saturé, il est assimilable à un court-circuit). La chute de tension sur le chemin émetteur-collecteur de T_3 devient moindre, en conséquence de quoi la tension de sortie augmente, ce qui est le résultat recherché.

En fait, tout se passe comme si T_3 était une résistance variable, et on l'appelle d'ailleurs souvent le « transistor ballast ». Le transistor T_1 compare la tension de sortie à une tension de référence constante et fournit un signal d'erreur à T_2 qui l'amplifie et commande T_3.

Il existe de très nombreux schémas d'alimentations stabilisées plus ou moins complexes, mais on retrouve toujours les deux éléments fondamentaux : le transistor comparateur de tension dont une électrode (émetteur ou, éventuellement, base) est asservie à une tension de référence (diode Zener ou, quelquefois, tension de charge d'un condensateur à grande capacité) et le transistor ballast monté en série dans la ligne d'alimentation. Dans notre schéma, la diode Zener est polarisée par le courant d'émetteur de T_1. Mais on rencontre de très nombreux schémas où la diode Zener est polarisée par la tension de sortie de l'alimentation avec interposition d'une résistance entre la diode Zener et le point « chaud » de l'alimentation.

Nous ne pouvons guère analyser tous ces schémas dans le cadre de cet ouvrage, car il faudrait en écrire un autre, tout aussi volumineux, et nous nous contenterons de donner quelques définitions qui s'appliquent à toutes les alimentations stabilisées.

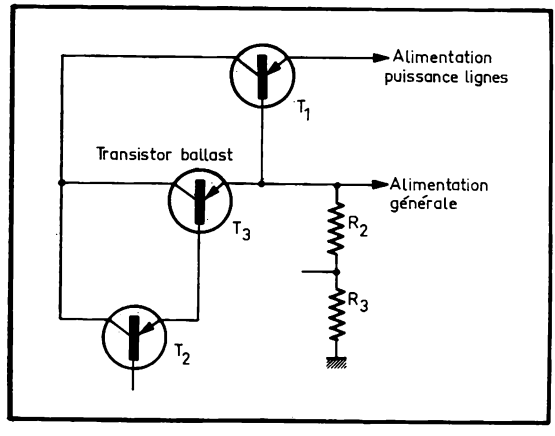


Fig. 30-13. — Lorsque la puissance nécessaire pour l'alimentation du téléviseur est trop importante, on peut constituer plusieurs lignes d'alimentation. Ici un transistor supplémentaire, commandé par le transistor ballast, assure l'alimentation des étages de puissance lignes.

a. — *Résistance interne :* c'est le rapport $\Delta V_s/\Delta I_s$, où V_s est la tension de sortie et I_s le courant de sortie. La résistance interne d'une alimentation stabilisée peut être de quelques *millièmes* d'ohm. Dans le schéma de la figure 30-12, on peut démontrer qu'elle est pratiquement égale à

$$\rho = \frac{k\ (r_e + \beta_1 r_z)}{\beta_1 \beta_2 \beta_3}.$$

Dans cette relation, ρ est la résistance interne de l'alimentation, k le coefficient du diviseur de tension R_2-R_3, r_e la résistance interne dynamique de T_1 et r_z la résistance de la diode Zener. Enfin, β_1, β_2 et β_3 représentent respectivement les gains en courant de T_1, T_2 et T_3.

b. — *Coefficient de régulation :* c'est le rapport des variations de la tension d'entrée à la tension de sortie. Si nous le désignons par a, on a

$$a = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_s}.$$

Ce coefficient est proportionnel au gain en courant de T_1 et à R_1, et inversement proportionnel au coefficient du diviseur et à la résistance interne dynamique de T_1. On pourrait l'augmenter en augmentant R_1, mais on est limité dans ce sens, car R_1 fixe la tension de réserve aux bornes de T_3. Pratiquement d'ailleurs, la tension aux bornes de R_1 est peu différente de la tension collecteur-émetteur de T_3.

c. — *Plage de régulation ou plage de stabilisation :* elle est comprise entre deux limites, l'une pour laquelle la stabilisation n'agit plus et l'autre pour laquelle le transistor ballast « claque », ou risque de « claquer ». Bien entendu, on s'efforcera de rester à l'intérieur de ces limites, et tout particulièrement en ce qui concerne la limitation maximale, pour éviter que le transistor ballast soit soumis à une dissipation de puissance excessive.

En effet, supposons que l'alimentation doive débiter 2,5 A (*) sous une tension de 12 V, la tension à l'entrée de l'alimentation étant de 17 V et pouvant varier de $\pm$ 10 %. A la tension d'entrée nominale, la plage de réserve est de 5 V. La puissance dissipée par T_3 sera de 12,5 W. Si la tension d'entrée passe à 18,7 V, la tension de réserve est de 6,7 V, soit une dissipation de $6{,}7 \times 2{,}5 \# 17$ W. La puissance dissipée par T_3 est donc assez élevée et augmente sensiblement lorsque la tension de l'entrée s'élève. Il faut, par conséquent, doter le transistor ballast d'un dissipateur de chaleur efficace.

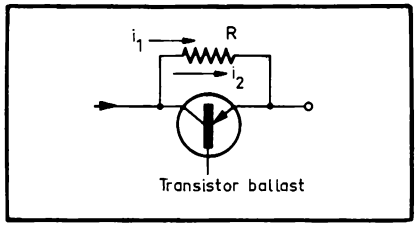


Fig. 30-14. — Autre méthode permettant de réduire la puissance dissipée par le transistor ballast. Ici c'est le courant d'alimentation qui est « séparé » en deux parties.

Mais un tel dissipateur étant assez onéreux, les constructeurs s'efforcent, par divers moyens, de réduire l'intensité traversant le transistor ballast. Une des premières solutions qui vient à l'esprit est de scinder en deux parties les circuits d'alimentation, d'où la nécessité de prévoir deux « transistors ballasts ». Une partie du téléviseur — habituellement la base de temps lignes, grande consommatrice d'énergie — sera alimentée séparément par un transistor de puissance, commandé lui-même par le transistor ballast, selon le schéma de la figure 30-13, qui ne représente qu'une partie de l'alimentation totale.

Une deuxième méthode permettant de réduire la puissance dissipée par T_3 consiste à prélever, avant la stabilisation, l'alimentation d'étages peu sensibles aux variations de tension. En particulier, on peut alimenter ainsi les étages de sortie B.F. et trames. Mais il faut bien dire que la réduction d'intensité traversant T_3 n'est pas très grande, de l'ordre de 20 % seulement.

Enfin, une autre méthode très simple réside dans l'emploi d'une résistance shuntant le transistor ballast, comme le montre la figure 30-14. A première vue, la solution ne semble être qu'un pis-aller, mais on peut démontrer qu'elle améliore, au contraire, le coefficient de régulation et diminue la résis-

(*) En réalité, l'alimentation débite moins, entre 1,5 et 2 A, mais il est prudent de conserver une marge de sécurité.

tance interne, tout en protégeant très efficacement le transistor ballast. La valeur de cette résistance doit être assez faible, comme le montre l'exemple suivant. Supposons que l'on ait à calculer la valeur de la résistance écoulant la moitié de l'intensité (soit 1,25 A), avec les chiffres précédents. A la tension nominale à l'entrée, la tension de réserve est de 5 V et la résistance doit être par conséquent de $5/1{,}25 = 4\ \Omega$. La puissance dissipée par cette résistance est alors de $4 \times (1{,}25)^2 = 6{,}25$ W. Lorsque la tension d'entrée est de 18,7 V, la tension de réserve est de 6,7 V et le courant traversant la résistance est de 1,7 A environ. Elle dissipe alors une puissance de 11,5 W, de sorte que la puissance dissipée par le transistor est de l'ordre de 6,5 W seulement, au lieu de 17 W. On constate ainsi que le transistor est bien protégé, mais on voit que la résistance shunt doit pouvoir supporter sans dommage des puissances élevées, et qu'il est nécessaire de prendre un modèle de 15 ou 20 W. Les valeurs de cette résistance shunt sont d'ailleurs assez dispersées, suivant la conception de l'alimentation, l'ordre de grandeur oscillant entre quelques ohms et 30 Ω.

2-2. — *ALIMENTATION SUR BATTERIES D'ACCUMULATEURS*

La consommation d'un téléviseur à transistors étant de l'ordre d'une vingtaine de watts, il est plus économique de l'alimenter à partir d'accumulateurs plutôt qu'à l'aide de piles, dont la durée de vie serait assez réduite. D'autre part, on est conduit à utiliser des accumulateurs cadmium-nickel, plutôt que des accumulateurs au plomb, pour l'évidente raison que le poids deviendrait prohibitif avec ces derniers. En effet, on ne songe à alimenter sur accumulateurs que des récepteurs portatifs pour lesquels la question de poids est primordiale. En outre, les accumulateurs cadmium-nickel offrent un certain nombre d'avantages : excellente étanchéité et entretien réduit au minimum, entre autres.

Rappelons que la tension nominale d'un élément d'accumulateur cadmium-nickel est de 1,2 V. C'est pourquoi les tensions fournies par l'alimentation stabilisée seront généralement un multiple de ce chiffre : 12 V, 18 V, 24 V, etc. De cette façon, il est possible d'alimenter le téléviseur indifféremment à partir de la batterie ou sur secteur. Certains constructeurs préfèrent néanmoins prévoir une certaine décharge de la batterie en cours de fonctionnement et réduisent un peu la tension d'alimentation : par exemple 10,8 ou 11 V. La tension de la batterie sera alors stabilisée à l'aide d'une diode Zener, par exemple.

Assez souvent, les constructeurs ajoutent au téléviseur un dispositif de charge comportant un régulateur de courant. D'autres fois, la charge s'effectue à travers une simple résistance limitant l'intensité à une valeur relativement faible, de façon à pouvoir prolonger l'opération sans danger pour la batterie.

2-3. — *EXEMPLE DE RÉALISATION PRATIQUE*

La figure 30-15 est un exemple assez caractéristique de ce qui se fait actuellement comme alimentation pour téléviseur portatif. L'appareil dont est tiré ce schéma est un modèle à tube de 28 cm fabriqué par *Grammont*.

L'alimentation représentée possède un certain nombre de caractéristiques, telles que commutation automatique sur secteur 110 ou 220 V, alimentation par batterie extérieure 12 à 24 V, charge de la batterie avec arrêt automatique en fin de charge.

Examinons d'abord le comportement de l'alimentation en alternatif. On trouve à l'entrée un relais ReI, qui met en service la totalité ou une partie seulement de l'enroulement primaire. Ce relais est excité lorsque la tension du réseau dépasse 165 V environ. Notons la diode redresseuse SFR 156, suivie d'un condensateur de forte capacité, nécessaire pour l'alimentation du relais en continu.

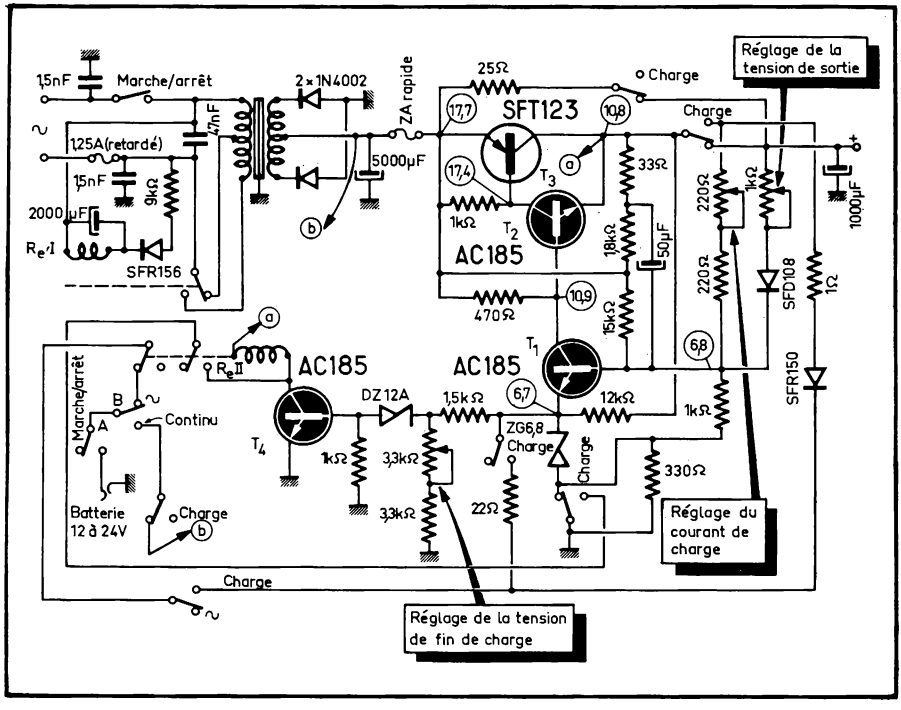


Fig. 30-15. — Réalisation pratique d'une alimentation régulée pour téléviseur portatif à transistors avec chargeur d'accumulateurs incorporé, et dispositif d'adaptation automatique au réseau.

On trouve, après redressement par les deux diodes 1 N 4002, une tension d'environ 18 V sommairement filtrée par un condensateur de forte capacité (5000 μF). On reconnaît en T_1, T_2 et T_3 les transistors destinés à la stabilisation de la tension de sortie, qui est de 10,8 V. Le transistor T_1 constitue le comparateur, avec son émetteur polarisé à la tension de référence (6,7 V) par une diode Zener et sa base qui reçoit une partie de la tension de sortie par l'intermédiaire d'un pont diviseur, dans lequel est insérée une diode (SFD 108).

Remarquons que la diode Zener est polarisée par une résistance de 12 kΩ connectée à la ligne d'alimentation. Le transistor T_2 remplit le rôle d'amplificateur de la tension de différence, et commande T_3 (transistor ballast), shunté par une résistance de 25 Ω.

En position « batterie », les commutateurs A et B sont fermés et la batterie est connectée à l'aide d'une prise « Jack ». Rien ne change en ce qui concerne l'alimentation stabilisée, mais on remarquera que la tension de sortie reste constante quelle que soit la tension de la batterie.

Pendant la charge, les interrupteurs « marche-arrêt » sont fermés, le commutateur B passe sur alternatif et les autres sur charge. La batterie est alors chargée à travers la diode SFR 150 et la ligne d'alimentation du téléviseur est coupée. Une résistance variable de 220 Ω permet de régler le courant de charge. A la fin de la charge, le transistor T_4 devient conducteur (base positive) et excite par son courant de collecteur le relais ReII qui vient au collage. L'alimentation de la batterie est alors coupée, et le relais maintenu au collage par un contact allant à la masse (collecteur de T_4).

CHAPITRE 31

ÉTUDE D'UN TÉLÉVISEUR TRICHROME

Dans ce dernier chapitre, nous allons étudier la structure générale d'un téléviseur trichrome commercialisé par Schneider R.T. *Cela nous permettra d'avoir une meilleure idée de ce que sont les circuits d'un téléviseur et de faire, dans une certaine mesure, une synthèse de ce que nous avons appris au cours des chapitres précédents.*

Nous nous limiterons à une description très sommaire des principaux étages, les lecteurs pouvant d'ailleurs se reporter aux chapitres précédents pour un examen plus approfondi. Un certain nombre d'oscillogrammes, relevés lors de la réception de la mire de barres de couleurs, accompagnent le schéma que l'on trouvera sur le dépliant ci-avant (p. 722).

Comme on peut le voir de prime abord, le récepteur que nous allons décrire est équipé de tubes et de transistors, les tubes étant affectés aux étages travaillant à puissance relativement élevée, c'est-à-dire aux bases de temps et à l'amplificateur B.F.

Si le constructeur a été conduit à adopter une solution hybride, dans laquelle des tubes voisinent avec des transistors, c'est parce que le tube-images est un modèle à grand angle de déviation (90°, ce qui est le plus grand angle actuellement, en matière de tube trichrome) et surtout à grand écran (diagonale de 56 cm). Le balayage d'un tel tube nécessite des puissances trop importantes, d'autant que le téléviseur est un modèle bistandard, pour les transistors existant actuellement (1968), et la fiabilité du téléviseur serait insuffisante pour un appareil commercialisé.

Il est bien évident que le constructeur aurait pu n'employer que des tubes, mais alors, étant donné la grande quantité de tubes nécessaire, l'échauffement du téléviseur devient considérable, et les divers composants, soumis à des températures excessives, vieillissent prématurément et assez mal. D'autres considérations militent en faveur des transistors, particulièrement le rapport qualité/prix, la normalisation des platines qui sont fabriquées en grande série et qui sont destinées aussi bien à des téléviseurs NB qu'à des récepteurs trichromes, etc. La solution hybride constitue donc, pour notre époque, un compromis raisonnable, mais elle n'est qu'une première étape vers une transistorisation complète.

L'amplificateur B.F. aurait pu, lui aussi, être transistorisé, mais au prix d'une plus grande complexité des circuits, notamment de ceux de sortie qui seraient plus onéreux, de sorte que le constructeur a préféré utiliser un tube, puisque d'autres étaient déjà nécessaires. Dans le même ordre d'idées, il n'aurait pas été illogique d'employer un tube pour le dernier amplificateur de luminance, mais le constructeur a préféré réaliser une platine complète F.I.-vidéo, de sorte qu'il a été conduit à transistoriser cet étage.

Le schéma général du téléviseur est très classique dans ses grandes lignes. Cependant, quand on l'analyse d'un peu plus près, on note un certain nombre de détails particuliers, et c'est essentiellement de ceux-ci que nous nous entretiendrons.

Nous n'avons pas représenté les schémas des sélecteurs, qui sont d'ailleurs très classiques. Précisons que le rotacteur V.H.F. utilise trois transistors, et le tuner U.H.F., deux. L'étage mélangeur du rotacteur sert de premier amplificateur F.I. pour les U.H.F. Les sélecteurs sont mis en service par commutation de la tension d'alimentation comme on le fait généralement maintenant.

Rotacteur et tuner sont commandés par deux étages distincts de C.A.G., simples amplificateurs de tension continue. Dans un téléviseur trichrome, on applique toujours un signal de C.A.G., sur le tuner U.H.F., pour éviter de détruire le rapport luminance-chrominance. En effet, on sait que si la C.A.G. n'est pas suffisamment efficace, les signaux vidéo-luminance détectés risquent d'être trop faibles, ce qui produit une image à saturation trop forte. La sensibilité est d'ailleurs plus élevée en noir et blanc qu'en couleurs puisque, dans le premier cas, le constructeur la donne pour 20 μV, et pour 100 μV dans le second cas. Ces valeurs n'ont d'ailleurs qu'un caractère indicatif, et pour les préciser il faudrait donner également le rapport signal/bruit.

Le schéma commence donc par l'amplificateur F.I. qui a trois étages équipés de transistors *n-p-n*.

Sur la base du premier transistor sont appliqués les signaux de C.A.G. dite générale. Seul le premier étage de l'amplificateur F.I. est soumis aux tensions de C.A.G. qui sont indépendantes du contenu de l'image. En effet, on voit que le transistor de C.A.G. reçoit sur sa base les signaux complets vidéo, et sur son émetteur, les impulsions lignes en provenance du transformateur T.H.T. Le courant, issu du transistor FW 5372 et amplifié par FW 5373, est donc uniquement fonction de l'amplitude des impulsions de synchronisation. Nous aborderons plus loin l'étude de l'étage dit « frein de faisceau », dont la fonction est assez particulière et qui constitue une des originalités de cet appareil.

Avant d'être appliqués à la chaîne F.I., les signaux en provenance du sélecteur en service traversent deux circuits réjecteurs des canaux adjacents (41,25 MHz et 26,05 MHz).

La F.I. son est prise dans le circuit de collecteur du premier étage et transmise à un seul et unique amplificateur F.I. son. Après détection, on trouve un premier amplificateur B.F. dont la polarisation de base est ajustée par un potentiomètre de 1 kΩ. Cet étage commande également le gain de l'amplificateur F.I. son par variation de la tension appliquée à la base (remarquez le condensateur de forte capacité intégrant les signaux B.F.). Le reste de la voie son est classique et ne fera l'objet d'aucun autre commentaire.

Revenons à l'amplificateur F.I. vision. On voit que les liaisons se font par deux réjecteurs son (39,2 MHz) et que les circuits de charge ont des structures assez simples. On remarquera, au passage, les circuits de polarisation et de protection contre les variations de température, circuits très classiques d'ailleurs. Le circuit de liaison avec la détection a une structure

plus complexe que les précédents. Il s'agit d'un double circuit en π avec trappe de réjection du son.

La détection est réalisée par une diode, suivie d'une bobine de correction.

On remarquera la présence d'une seconde diode (TF 12) qui constitue avec la résistance de 10 kΩ un pont diviseur, dont le rôle est de prépolariser la base du premier amplificateur vidéo (BC 148). La diode, ayant une tension de seuil de 0,7 V (diode au silicium), permet d'éviter l'écrêtage du fond des signaux. Le même principe de prépolarisation a d'ailleurs été appliqué dans le dernier étage de la voie de luminance (transistor BF 179).

Le premier amplificateur de la voie de luminance constitue une plaque tournante, distribuant les signaux à l'étage de séparation (résistance de 1 kΩ dans le circuit de collecteur), à l'étage de mise en forme en cloche (dans le circuit d'émetteur). La voie de luminance est complétée par un amplificateur (à la sortie duquel sont pris les signaux destinés à l'étage de C.A.G. générale), un adaptateur d'impédances monté en collecteur commun, et enfin par l'amplificateur terminal.

Au passage, on aura noté la présence de la ligne à retard, nécessaire pour rattraper les différences de temps de montée entre l'amplificateur de luminance et les amplificateurs de chrominance, le réglage de constraste inséré dans la liaison adaptateur-amplificateur final, la présence de la bobine de correction dans le circuit de charge du dernier étage.

Les tensions appliquées aux différentes électrodes du tube-images sont réglables par potentiomètres, d'une part pour obtenir l'échelle des gris (égalisation du rendement des luminophores) et d'autre part pour le réglage de la luminosité. Celui-ci est obtenu en faisant varier la tension continue appliquée aux wehnelts, en prenant soin toutefois que ces derniers ne deviennent pas positifs par rapport aux cathodes.

Des signaux d'effacement sont appliqués sur les grilles accélératrices (g_2), signaux qui sont élaborés par un étage mélangeur utilisant une double triode ECC 85. La première triode reçoit, sur sa grille, les signaux de retour de trames, les amplifie et les transmet à la seconde, qui effectue dans son circuit d'anode le mélange des impulsions trames et lignes (ces dernières sont prises sur un point du transformateur T.H.T.).

La tension de focalisation est prise sur l'enroulement T.H.T. et deux réglages indépendants (« focus »), commutés par relais, permettent de l'ajuster aussi bien sur 819 que sur 625 lignes.

Pour en terminer avec le tube trichrome, on notera le grand nombre d'éclateurs, un par électrode, qui sont destinés à le protéger contre les surtensions éventuelles. Ces éclateurs sont des éléments constitués par deux petites boules enfermées dans une enceinte de verre, quelquefois remplie d'un gaz rare (cas de l'éclateur de l'électrode de focalisation). Au-delà d'une certaine tension, une étincelle se produit entre les deux boules, et cette étincelle, en absorbant l'énergie supplémentaire, protège l'élément aux bornes duquel est connecté l'éclateur. En fait, les éclateurs jouent un peu le rôle de fusibles, mis à part le fait que lorsqu'un fusible a fondu le fonctionnement du circuit protégé est interrompu.

Les étages de séparation et de triage utilisent trois transistors, un pour l'écrêtage du signal vidéo complet, et les deux autres pour la mise en forme des impulsions de trames et de lignes.

Le transistor, trieur des impulsions de trames, élimine les impulsions de lignes, comme on peut le voir d'après les oscillogrammes 30 et 31. Les impulsions de trames sont ensuite appliquées à l'anode d'une triode, montée en oscillateur bloqué, et qui est alimentée à partir de la H.T. récupérée.

Après mise en forme, les signaux à fréquence de trame, dont on notera la forme caractéristique sur l'oscillogramme 34, attaquent l'étage de puis-

sance construit autour de la pentode PL 508. Les circuits sont très classiques pour un téléviseur trichrome : cadrage par variation du courant circulant dans le déviateur (on prend une partie plus ou moins importante du courant de cathode), enroulement tertiaire sur le transformateur de sortie fournissant une tension en dents de scie aux circuits de convergences, prise d'un courant de forme parabolique (*cf.* oscillogramme 36) pour les circuits de convergence, liaison en parallèle sur le déviateur vertical du transducteur de coussin.

La base de temps lignes est commandée par un comparateur de phase attaqué, d'une part, par les signaux en provenance de l'étage de mise en forme des impulsions de lignes (*cf.* oscillogrammes 25 et 26) et, d'autre part, par des signaux issus du transformateur T.H.T., déphasés l'un par rapport à l'autre comme en témoignent les oscillogrammes 27 et 28. La tension résultant de la comparaison est prise par l'intermédiaire d'un potentiomètre, et commande l'oscillateur à fréquence lignes que nous allons étudier d'un peu plus près.

Cet étage est composé d'un oscillateur sinusoïdal et d'un tube à réactance. L'oscillateur sinusoïdal est bâti entre la grille de commande et l'écran de la pentode ECF 802, et le tube à réactance emploie la triode de ce même tube. Avant d'aller plus loin, nous préciserons que l'on aurait pu utiliser un multivibrateur ou un oscillateur bloqué, mais qu'en tout état de cause, il est plus commode d'adopter un oscillateur sinusoïdal. En effet, le tube interrupteur doit être maintenu au blocage pendant l'impulsion de retour de lignes, ce qui nécessite, sur la grille de ce tube, une tension plus grande que 170 V; d'autre part, la résistance interne de l'oscillateur commandant le tube interrupteur doit être faible, de façon à éviter que les impulsions de retour remontent à travers la capacité anode-grille du tube interrupteur; en d'autres termes, l'oscillateur doit constituer, à ce moment-là, une sorte de court-circuit appliqué aux bornes de ce tube. Enfin, la stabilité est également un paramètre dont on doit tenir compte.

Le multivibrateur ne produisant pas une tension suffisante, l'oscillateur bloqué ayant une stabilité insuffisante, on est conduit à adopter un montage à oscillateur sinusoïdal qui, en outre, présente l'avantage d'avoir une faible résistance interne lors du retour de lignes.

L'oscillateur sinusoïdal, dont la fréquence de fonctionnement (20 475 Hz pour le 819 l. et 15 625 Hz pour le 625 l.) est ajustée par variation de l'inductance (commutation par relais) travaille en classe C, de sorte que le tube n'est conducteur qu'en début de ligne. Le signal, pris sur l'anode, est mis en forme par un réseau R.C., de façon à obtenir la forme de tension désirée.

Le tube à réactance (triode ECF 802) est monté en parallèle sur l'inductance, et, selon la tension appliquée à sa grille de commande (tension issue de la comparaison entre les impulsions de retour et celles de synchronisation), modifie la fréquence de l'oscillateur. Ce tube à réactance est du type inductif (portion d'enroulement entre cathode et anode).

Ce genre de montage est d'ailleurs couramment employé actuellement, étant donné ses bonnes qualités, tant en ce qui concerne la stabilité que la tension fournie.

Nous allons passer maintenant à l'examen de l'étage final de la base de temps lignes. Il faut bien avouer que celui-ci est toujours impressionnant à regarder, car on se perd un peu, au premier abord, dans la multitude des circuits qui le composent. On reconnaîtra d'abord le tube interrupteur (PL 509), la diode de récupération (PY 500), le tube de régulation T.H.T. (PD 500), la diode de redressement T.H.T. (GY 501). Les fonctions des divers réglages sont indiquées sur le schéma; on notera, en particulier, que le cadrage horizontal s'effectue par ajustage du courant de cathode du tube

interrupteur, que le réglage sur l'harmonique 3 (réglage H3) est obtenu par variation d'inductance, etc.

Le réglage automatique de l'amplitude des lignes est assuré par une V.D.R., associée aux dispositifs de réglage manuel. Le polarisation de grille est ajustée automatiquement, en fonction des variations de la tension d'alimentation, qui est appliquée à une des bornes de la V.D.R.

Les circuits de réglage des convergences paraissent, eux aussi, très compliqués à première vue. C'est qu'il s'agit d'un téléviseur bistandard, de sorte que les circuits sont doubles, et qu'un assez grand nombre de commutations est nécessaire. En fait, si on redessine et qu'on sépare les circuits destinés au 819 et au 625 lignes, on constate qu'ils sont tels que ceux que nous avons étudiés.

On remarquera que les circuits pour le réglage statique ont été simplifiés et n'entrent en jeu que pour le 819 lignes. En effet, l'expérience a montré que les réglages dynamiques sur 625 lignes (que l'on effectue en premier) suffisent pour obtenir une bonne convergence des faisceaux sur toute la surface de l'écran. Les réglages statiques servent ici simplement à rattraper les différences dues aux différences de standards.

Le transducteur de coussin est lui aussi tel que nous l'avons décrit dans le chapitre 25.

On notera simplement, pour ces divers circuits, la façon dont s'effectuent les liaisons aux bases de temps.

La platine de chrominance est entièrement transistorisée, même en ce qui concerne les étages de sortie. Elle est, dans ses grandes lignes, analogue à ce que nous avons étudié dans le chapitre 22. Comme, d'autre part, les différentes fonctions des étages sont indiquées sur le schéma, nous pensons que les lecteurs, connaissant les principes de fonctionnement du *SECAM*, n'auront aucune difficulté pour suivre le chemin des signaux.

Quelques points de détail doivent toutefois être relevés. D'abord, afin de disposer d'un déclenchement de porte très précis, on fait appel ici à un monostable utilisant deux BC 148 et désigné, dans le schéma, par « Créneau de retour trame ». Ce monostable est déclenché par les impulsions de trame provenant de l'oscillateur bloqué. Il produit une tension en créneau qui sera différentiée et qui sera ajoutée aux tops d'identification intégrés (*cf.* oscillogrammes 18, 19 et 2).

L'impulsion différentiée négative bloque le transistor « Commande de porte » qui produit une tension positive sur son collecteur et ouvre la porte, laquelle maintient l'étage de commande dans son état grâce à la liaison par les émetteurs. Si l'impulsion négative est suivie d'une impulsion positive (absence ou déphasage des tops d'identification), la tension sur le collecteur du transistor de commande de porte diminue et ferme la porte. D'autre part, une impulsion négative, obtenue par différentiation de cette brutale diminution de tension, est communiquée à la bascule, par l'intermédiaire d'une diode TF 12, et la remet à l'heure.

Le circuit désigné sous le nom de « Nettoyeur » a pour fonction d'éliminer le souffle dû aux oscillations parasites (par exemple aux oscillations résiduelles du circuit de mise en cloche) et permet de restituer la composante continue, même en cas de dérive des discriminateurs, puisque les salves de sous-porteuses transmises pendant les paliers arrière de suppression lignes sont également éliminées. Signalons en passant que la composante continue est également restituée à la sortie des amplificateurs de chrominance par des montages à diodes classiques. Le circuit « Nettoyeur » reçoit des impulsions de retour lignes, prises sur le transformateur T.H.T., et transformées en tension rectangulaire par deux diodes Zener (ZG 6, 8). Comme ces signaux sont appliqués à chaque extrémité d'un pont de diodes équilibré, tout se passe

comme si, pendant le retour de lignes, on provoquait un court-circuit à la sortie des discriminateurs qui, alors, ne fournissent plus de signaux parasites.

L'étage désigné par « Frein de faisceau » est assez original et mérite que l'on se penche un peu sur son fonctionnement. En bref, son rôle est de réduire le gain de l'étage F.I. lorsque le courant de T.H.T. dépasse une certaine valeur. En effet, le courant moyen de T.H.T. est de l'ordre de 1 à 1,5 mA pour les images habituelles, mais il peut atteindre 5 mA, et plus, pour une image très blanche. Il se produit alors une défocalisation des faisceaux et des défauts de convergence transitoires. L'image est alors comme « écrasée », sans compter que le tube trichrome souffre de ce traitement (« pompage » des cathodes). Afin d'éviter tous ces inconvénients, on va faire en sorte que la tension crête à crête maximale, appliquée sur les cathodes du tube-images, ne dépasse pas environ 80 V. A cette fin, la tension de cathode de la triode régulatrice de T.H.T., représentative du courant de T.H.T., est appliquée à la base du transistor BC 148, qui est saturé lorsque le courant est dans les limites normales. La résistance de 12 kΩ est alors pratiquement à la masse. Lorsque le courant devient trop important, la tension de cathode diminue et le transistor est désaturé; tout se passe comme si l'on ajoutait une résistance en série à celle de 12 kΩ.

Les circuits de l'alimentation n'ont rien de bien particulier et nous pensons que les lecteurs n'auront aucune difficulté pour en assimiler le fonctionnement. Précisons toutefois que les relais de commutation sont mis en service sur la position V.H.F. (819 l.).

CHAPITRE 32

LES CIRCUITS INTÉGRÉS EN TÉLÉVISION

Il ne peut naturellement pas être question que nous traitions ici de la technologie ou de l'utilisation des circuits intégrés, ce qui pourrait faire l'objet d'un autre volume pratiquement aussi important que celui-ci. En effet, un circuit intégré est une fonction complète d'un téléviseur, sur laquelle on ne peut pas intervenir ni lors de la conception du téléviseur, ni pour un dépannage éventuel. Le travail du concepteur se limite donc à l'adaptation des différentes fonctions entre elles. Celui du dépanneur au changement pur et simple de la fonction défectueuse.

Pratiquement, la conception du téléviseur est reportée en aval — tout au moins dans une large mesure — et c'est le fabricant de composants qui décide des choix de tel ou tel circuit en fonction de critères qui lui sont propres. Ainsi tel circuit que l'on rejette avec les composants classiques (tubes ou transistors) parce qu'il exige un grand nombre d'éléments pourra être préféré parce qu'il est plus simple à réaliser en circuits intégrés. Par exemple, l'oscillateur bloqué est souvent adopté dans les récepteurs à tubes pour la simple raison qu'il n'exige qu'une triode. Avec les circuits intégrés, on n'hésitera pas à utiliser un multivibrateur parce que, ce faisant, on supprime un transformateur qui n'est pas intégrable.

Pour le fabricant de circuits intégrés, l'idéal serait de parvenir à réaliser tout un téléviseur en un seul circuit. Techniquement cela n'est pas possible et pratiquement cela n'est pas souhaitable (imaginez que le circuit tombe en panne; cela coûterait fort cher à l'utilisateur).

Le fabricant doit donc faire un compromis entre l'intégration à outrance, les possibilités techniques, la fiabilité, le prix final, etc. Il doit tenter de découper le plus judicieusement possible le schéma fondamental du récepteur d'images de façon que les adaptations entre les différents circuits soient simples à réaliser. Des choix délicats doivent être faits. Par exemple, la détection vidéo doit elle faire partie de l'amplificateur F.I. ou de l'amplificateur vidéo? Le séparateur doit-il faire partie de la vidéo ou de la base de temps trames?

Cette question du découpage est fondamentale pour le fabricant de circuits intégrés. Pour le technicien de télévision, elle est importante dans la mesure où, lors du choix d'un circuit, il s'engage pratiquement avec ce fabricant puisqu'il est contraint d'adopter également le découpage que le fabricant a choisi. Comme les constructeurs de circuits intégrés ont retenu des découpages différents, que l'on est au tout début de cette technique en télévision et que, par conséquent, il y règne une certaine anarchie, les techniciens de télévision sont actuellement confrontés à des problèmes assez épineux.

1. — Qu'est-ce qu'un circuit intégré?

Nous avons dit précédemment qu'un circuit intégré est une fonction complète d'une téléviseur. Pour concrétiser cette notion, nous allons prendre un exemple simple, celui d'un amplificateur BF (TCA 150) dont le schéma électrique est celui de la figure 32-1. On voit que le circuit comporte plus d'une vingtaine de transistors et quelques résistances.

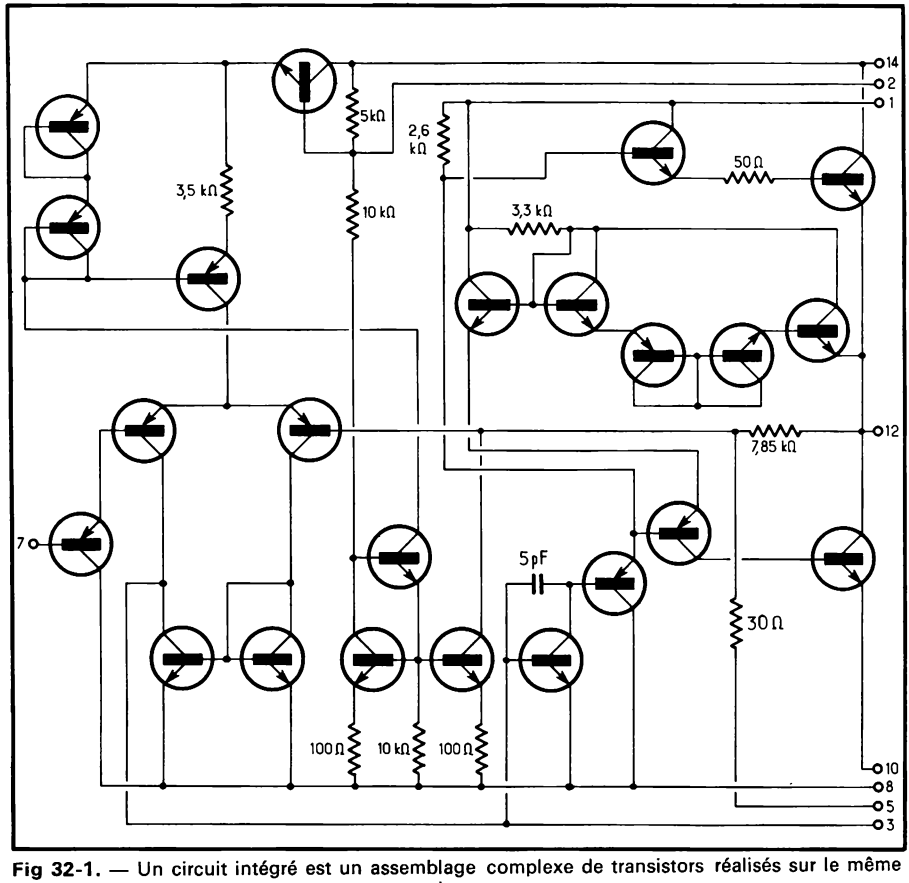


Fig 32-1. — Un circuit intégré est un assemblage complexe de transistors réalisés sur le même substrat.

Réalisé en transistors classiques (on dit en composants discrets lorsque chaque élément est palpable), ce montage serait volumineux, coûteux et d'un fonctionnement douteux. En circuit intégré, l'ensemble est contenu sur une pastille de silicium de quelques millimètres carrés et de faible épaisseur.

Pratiquement, on profite du fait que, réalisant un transistor, il suffit d'en faire plusieurs en même temps sur le même support. Les opérations étant automatisées, il n'est guère plus difficile de faire un grand nombre de transistors qu'un seul, et c'est pourquoi on note le nombre élevé de composants actifs sur ce schéma, alors qu'il y a peu de résistances ou de condensateurs. En effet, résistances et condensateurs sont relativement difficiles à réaliser si leur valeur

est grande. Dans ces conditions, il est souvent préférable de les remplacer par des transistors judicieusement montés pour qu'ils jouent le rôle soit de résistances, soit de condensateurs. Ces choix sont l'affaire du concepteur de circuits intégrés.

L'utilisateur n'a plus qu'à se préoccuper des liaisons à effectuer aux différentes bornes du circuit et n'a pas à connaître le schéma électrique. Il lui suffit d'avoir le synoptique de la figure 32-2 et de connaître les caractéristiques pour être à même de réaliser le montage complet.

Cependant, il ne faudrait pas croire que l'utilisateur n'a plus de possibilités de choix dans la réalisation du montage. Les réseaux extérieurs influent naturellement sur le comportement du circuit intégré et, suivant que l'on désire avoir plus de gain, moins de distorsion, une bande de fréquences plus ou moins large, etc., il sera nécessaire de retenir tel ou tel montage pour parvenir à résoudre le problème.

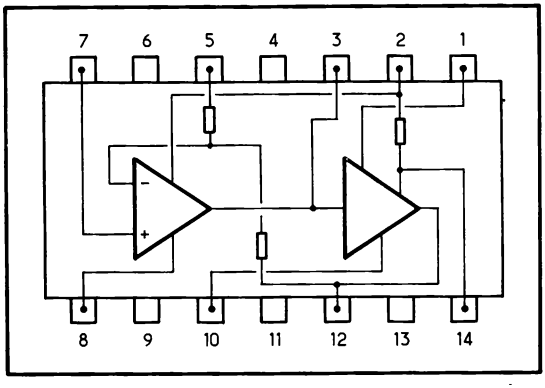


Fig. 32-2. — Exemple de synoptique représentant un C.I. On ne représente pas toujours le boîtier dans les schémas.

Ainsi, les circuits de la figure 32-3, qui sont réalisés à partir du même circuit intégré, diffèrent notablement quant aux caractéristiques. En *a*, le gain en tension est de 46 dB alors qu'il n'est que de 34 en *b*, et cela pour une puissance de sortie de 50 mW dans chaque cas. Mais celui de la figure *a* présente une distorsion de 0,5 % à 1 kHz et l'autre une distorsion de 0,2 % seulement. On voit donc qu'en jouant sur les réseaux de sortie, on peut obtenir des montages fort différents.

Nous avons pris ici un exemple très simple pour tenter de dégager les traits particuliers de la technique à circuits intégrés. Les schémas électriques, le nombre de composants sont souvent beaucoup plus complexes avec les circuits intégrés modernes employés en télévision, mais le principe d'utilisation reste toujours le même.

2. — Les circuits intégrés pour télévision

Comme l'ont fait les transistors, les circuits intégrés conquièrent progressivement la télévision. Ce sont d'abord les étages d'amplification B.F. qui ont été « intégrés », puis les amplificateurs F.I. et les étages de décodage de chrominance.

Actuellement, encore, il existe une certaine disparité dans les gammes des fabricants, de sorte que les constructeurs de téléviseurs ne s'aventurent pas trop dans l'intégration. D'autant que certaines parties du téléviseur

ne sont pas encore intégrables du fait des puissances mises en jeu et des temps de commutation brefs. C'est ainsi que — sauf bouleversement technologique imprévisible — l'étage de sortie lignes pose un problème qui est loin d'être résolu (et il l'est à peine avec les transistors ou les thyristors).

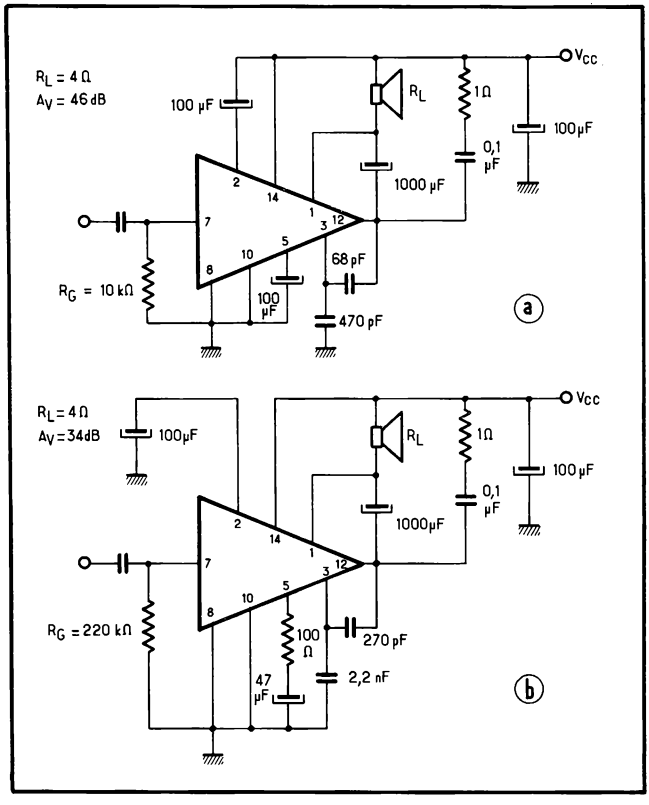


Fig. 32-3. — Le choix judicieux des réseaux connectés au C.I. permet d'obtenir les caractéristiques souhaitées.

Néanmoins, on peut dire que l'ère de l'intégration des téléviseurs est ouverte puisque au moins un fabricant propose une gamme complète de circuits intégrés (à l'exception toutefois de l'étage de balayage lignes et des sélecteurs de canaux). Il s'agit de la Radiotechnique dont nous présenterons succinctement la gamme.

Le découpage adopté est celui du synoptique de la figure 32-4 et les fonctions de chacun des circuits sont les suivantes :

TDA 1052. — F.I. vision : ce circuit assure les fonctions de préamplification F.I., de démodulation, de préamplification vidéo, de C.A.G. et de C.A.F. Une commutation interne de normes permet d'inverser les sens de démodulation, de détection de C.A.G. et de variation de C.A.F. dans le cas d'une utilisation multistandard. Cette commutation est simplement commandée de l'extérieur par mise à la masse ou à une polarité positive.

TDA 2670. — F.I. son : il contient les fonctions d'amplification F.I., de démodulation et de préamplification nécessaires à la réception des standards E et L à 39,2 MHz.

TBA 750 A. — Amplificateur limiteur : il est associé à un détecteur FM en quadrature, à une commande de volume en continu et à un préamplifi-

cateur audiofréquence. Ce circuit a été conçu pour le canal son des téléviseurs utilisant le procédé « interporteuses ». L'amplificateur limiteur comprend quatre étages différentiels à faible bruit. Il a d'excellentes caractéristiques de réjection AM. L'étage de commande de volume possède une plage de réglage supérieure à 80 dB. Le préamplificateur audiofréquence est compatible avec le TDA 2610.

TCA 640, TCA 650 et *TCA 660.* — Décodage couleur SECAM : ces circuits permettent la réalisation du décodeur couleur depuis le circuit cloche jusqu'à la commande des amplificateurs R.B.V. ou de différences de couleurs. Ils contiennent donc les amplificateurs limiteurs, le portier, le permutateur, la bascule à demi-fréquence ligne, l'identification, la démodulation et les commandes de contraste, de saturation et de lumière.

TBA 540. — Décodage couleur PAL : ce circuit comporte l'oscillateur de référence PAL (4,43 MHz) et le circuit d'identification qui permettent, en association avec les trois circuits intégrés ci-dessus, de réaliser un décodeur PAL/SECAM pour un récepteur multinorme. C'est donc un circuit facultatif qui n'est pas utile dans les récepteurs uniquement SECAM.

TDA 2590. — Traitement du signal vidéo : ce circuit comprend toutes les fonctions situées entre la détection vidéo et l'étage de déviation horizontale (transistor ou thyristor), ainsi que le « trieur trame ». Le séparateur extrait les signaux de synchronisation du signal composite. Pendant les impulsions de synchronisation verticale, au moyen d'une porte, le « trieur trame » interrompt les impulsions de synchronisation horizontale avant le comparateur de phase, ce qui évite les ondulations en haut de l'image. Deux boucles à verrouillage de phase, l'une pour synchroniser l'oscillateur avec les impulsions de synchronisation, l'autre pour verrouiller les impulsions de « retour ligne » à l'oscillateur assurent la stabilité et la synchronisation. Le rapport cyclique de l'impulsion de sortie peut être adapté à des étages de sortie à thyristor ou à transistor. En outre, ce circuit se caractérise par une fréquence d'oscillation libre très stable, la protection contre les courts-circuits et les amorçages haute tension, ainsi qu'un fonctionnement pratiquement indépendant des variations d'alimentation et de température.

TDA 2610. — Amplificateur de sortie B.F. : précédé du TDA 2670 ou du TBA 750 A, ce circuit remplit toutes les fonctions d'amplification de puissance audiofréquence des récepteurs de télévision. Il convient aux haut-parleurs standards à basse impédance et ne nécessite qu'un minimum de composants périphériques. C'est un amplificateur classe B équipé d'un circuit de stabilisation du courant d'alimentation. De ce fait, la consommation en courant est constante, — comme dans un amplificateur classe A, mais avec une dissipation moindre — ce qui évite des problèmes de « son dans l'image » lorsque l'alimentation est fournie par le transformateur de sortie lignes. La prédétermination interne du courant de repos lui assure une grande stabilité. Le gain en tension est de 70.

TDA 2600. — Étage de déviation verticale : jusqu'à maintenant, la puissance de déviation verticale nécessaire au balayage des tubes 110° imposait des étages de puissance à transistor. Le TDA 2600 est un compromis entre un bon rendement et une grande compacité : indépendamment des performances habituelles inhérentes à toutes bases de temps, le TDA 2600 minimise la dissipation, évite les phénomènes d'avalanche en cas d'amorçage de la haute tension et supprime les rebondissements. Afin de rendre l'intégration possible, le circuit utilise une technique de commutation telle que la dissipation soit inférieure à la moitié de celle que l'on aurait avec un circuit classe B. Le circuit intégré comprend un générateur en dents de scie, un amplificateur de commutation de puissance et un préamplificateur qui permet la mesure du courant de la bobine de déviation. Cela assure un balayage linéaire et évite

les variations de charge dues aux changements de température.

TDA 2620, *TDA 2640* et *TDA 2631*. — Circuits de commande par effleurement et de commande d'indicateur numérique : nous avons déjà analysé ces dispositifs dans le chapitre réservé aux circuits annexes. Rappelons simplement que leur utilisation permet la sélection par effleurement d'un programme parmi quatre avec indication sur tube à affichage numérique.

On voit dans le synoptique de la figure 32-4 qu'en certains endroits sont utilisés des transistors et notamment entre le sélecteur U.H.F./V.H.F. et les circuits F.I. vision et son. Ce transistor est utilisé pour conférer une plus grande souplesse aux filtres qui suivent et ainsi faciliter leur réalisation et assurer des réglages plus aisés. A l'autre bout du montage, le TCA 660 fournit les signaux R-Y et B-Y démodulés à un circuit de matriçage et aux amplificateurs vidéo extérieurs qui ne sont pas intégrés.

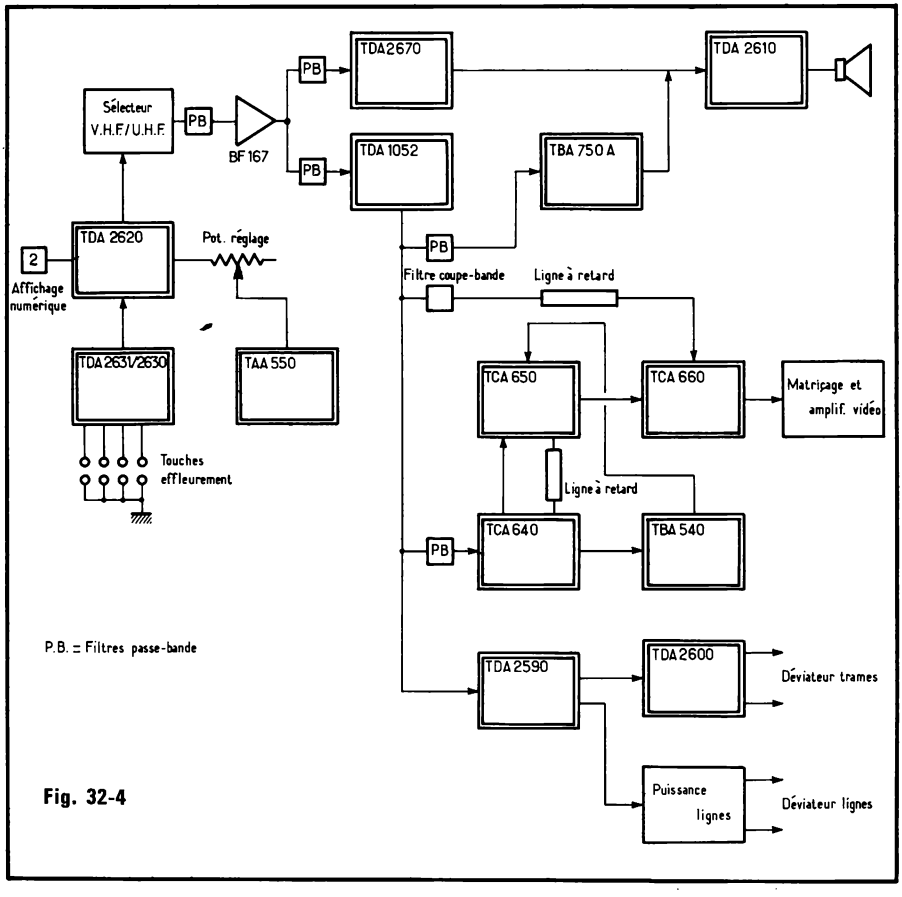


Fig. 32-4

Le nombre de circuits intégrés pour télévision, disponibles sur le marché, est déjà relativement élevé. Mais comme nous l'avons indiqué précédemment, les gammes ne sont pas encore complètes et, de ce fait, on ne peut guère faire de synthèse, chaque cas étant assez particulier. Cela sera peut être possible lors de la prochaine réédition de ce livre (s'il y en a une).

TABLE DES MATIÈRES

PRÉFACE 5

DU DISQUE DE NIPKOW A LA MONDOVISION 7

PREMIÈRE PARTIE. — **PRINCIPES GÉNÉRAUX**

1. — Les images et la vision 21
La lumière 21
L'œil humain, la vision achrome et polychrome 24

2. — Analyse et synthèse des images 31
La reproduction des images achromes 31
La reproduction des images en couleurs 37

3. — Le canon à électrons 49
Création du faisceau d'électrons 50
Modulation du faisceau 50
Concentration du faisceau. Lentilles électroniques 51
Déviation du faisceau d'électrons 54

4. — Les transducteurs lumière-courant. Principes des tubes analyseurs 59
Principe de la transduction lumière-courant 59
Les premiers tubes analyseurs à électrons rapides 61
Les tubes analyseurs à électrons lents : l'orthicon, l'image orthicon 66
Les tubes analyseurs à cible photoconductrice : le vidicon, le plumbicon. 69

5. — Les transducteurs courant-lumière. L'effet cathodo-luminescent. Les tubes cathodiques 73
L'effet cathodo-luminescent; les poudres phosphorescentes 74
Tubes cathodiques à vision directe pour TV achrome 75
Tubes cathodiques achromes à projection : l'Eidophor 80
Tubes cathodiques polychromes 82
Vers un téléviseur à grand écran. Solutions d'avenir 94

6. — Etablissement d'un système TV noir et blanc. Les différentes normes .. 102
Retour sur les principes d'analyse TV 103
Synchronisation émetteur-récepeur. Le signal vidéo-composite 112
Le signal d'émission. Porteuse image. Porteuse son. Les canaux TV .. 117
Synoptique émission-réception en TV noir et blanc 124
Caractéristiques des différents standards 124

7. — Etablissement d'un système TV couleurs. Principes communs des systèmes en vigueur 131
Rappel des principes de trichromie 131
Impératifs pour un système de télévision polychrome 133
Procédés non codés 134
Les procédés codés. Principes communs 136

8. — Les systèmes simultanés de télévision en couleurs : Le N.T.S.C. - Le PAL 147
Principe de la modulation d'amplitude à porteuse supprimée. Modulation en quadrature 147
Le système N.T.S.C. 150
Le système PAL 161

9. — Les systèmes séquentiels de TV couleurs : Le SECAM IIIb - Le SECAM IV 173
Réduction de la définition verticale 173
Conséquences générales du principe de transmission séquentielle des informations de chrominance 174
Le SECAM IIIb 182
Le SECAM IV 195

DEUXIÈME PARTIE. — **L'ÉMISSION**

10. — Caractéristiques générales d'émission 199
Synoptique général de la partie émission d'une chaîne de télévision .. 200
Cahier des charges d'un émetteur TV 200
Contrôle des équipements par signaux test 206

11. — Les différentes sources du signal vidéo-fréquence composite 217
Sources optiques du signal d'image 218
Sources électroniques du signal d'image 236
Codeurs et décodeurs en télévision couleurs 238
Générateurs de signaux de base composites 240
Conversion de normes de balayages et transcodage de systèmes de TVC . 242

12. — Matériels vidéo 249
Liaisons vidéo par câbles coaxiaux 250
Mélanges et truquages des images TV 255
Enregistrement et reproduction des programmes TV 261
Equipements de reportage 272

13. — L'émetteur **277**
La chaîne vidéo-fréquence **278**
La chaîne H.F. **282**
Etage de modulation **282**
La chaîne H.F. modulée **283**
Filtres de bande et diplexeurs **287**

TROISIÈME PARTIE. — **DE L'ÉMETTEUR AU RÉCEPTEUR**

14. — La transmission **291**
La propagation des ondes électromagnétiques **291**
Liaisons par voie hertzienne **294**
Couverture d'un territoire par stations d'émission au sol **302**
Equipements de distribution par câbles coaxiaux **307**

15. — Les aériens **324**
Définition sommaire d'une antenne **324**
Caractéristiques d'une antenne **326**
Différents types d'aériens **336**

QUATRIÈME PARTIE. — **LES CIRCUITS DE RÉCEPTION**

16. — Etude du schéma synoptique d'un téléviseur **347**
Antenne. Amplification **347**
Production de balayage **351**
Alimentation **352**
Circuits spéciaux pour la TVC **353**
Circuits divers **354**
Tubes, transistors ou circuits intégrés **355**

17. — Etude générale des amplificateurs **357**
Amplificateurs à tubes électroniques **357**
Les distorsions **368**
Amplificateurs à transistors **370**
Introduction à la théorie des pôles et des zéros **375**
Conduite du calcul d'un amplificateur **379**

18. — Sélecteurs V.H.F. et U.H.F. **381**
Etude sommaire du bruit **381**
Analyse des sélecteurs V.H.F. et U.H.F. **385**
Constitution des sélecteurs **406**
Réalisations pratiques **410**

19. — Les amplificateurs F.I. vision **417**
Choix des valeurs des F.I. **417**
Forme de la courbe de réponse **419**

Conception d'un amplificateur F.I. 428
Séparation des voies F.I. vision et son 444
Réalisation des amplificateurs F.I. 448
Exemples de réalisation d'amplificateurs F.I. 448

20. — Détection vidéo - Circuits de correction 449
La détection 449
Les réseaux de correction 454

21. — Amplificateurs vidéo 469
Commande du tube-images 469
Conception générale des amplificateurs vidéo 476
Réponse de l'amplificateur vidéo aux transitoires 484
Restitution de la composante continue 487
Réalisations pratiques 495

22. — Circuits de chrominance 499
Constitution générale des circuits de chrominance N.T.S.C., PAL et SECAM 500
Extraction et amplification de la sous-porteuse couleurs. Blocage de la voie de chrominance 502
Décodage et démodulation des informations de chrominance 511
Amplification et matriçage des signaux de différence de couleurs 525
Réalisations pratiques 531

23. — Séparation et triage 538
Suppression de la modulation vidéo 538
Le tri des impulsions de synchronisation 548
Exemples de réalisation 556

24. — Les générateurs de relaxation 557
Le transistor en commutation 557
Création de tensions en dents de scie 561
L'oscillateur bloqué 566
Les multivibrateurs 574
Quelques autres générateurs de dents de scie 578

25. — Le tube-images : organes de déflexion et corrections 581
Le tube-images et les distorsions géométriques 581
Le tube à masque et ses distorsions 589
Ensembles de déviation 597
Les dispositifs de correction pour tube trichrome 604

26. — Base de temps verticale 619
L'amplificateur de puissance 619
Réalisations pratiques 635

27. — Base de temps horizontale **640**
L'étage de sortie **641**
Production de la T.H.T. **655**
Synchronisation de la base de temps lignes **668**
Composition générale des bases de temps lignes **676**
Exemples de réalisations pratiques **678**

28. — Le récepteur son **686**
Récepteur son de structure classique **686**
Le procédé interporteuses **692**
Récepteur son dans le cas de téléviseurs multinormes **696**

29. — Les circuits annexes **698**
Commande automatique de gain **698**
Dispositifs de correction de fréquence et d'indication d'accord **705**
Les circuits antiparasites **709**
La télécommande des téléviseurs **713**

30. — Alimentation générale des téléviseurs **720**
Téléviseurs à tubes électroniques **720**
Alimentation des téléviseurs à transistors **729**

31. — Etude d'un téléviseur trichrome **736**

32. — Les circuits intégrés en télévision **742**
Qu'est qu'un circuit intégré? **743**
Les circuits intégrés pour télévision **744**

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!, par **E. Aisberg.** — Ignotus et Curiosus dialoguent sur les lois fondamentales de la radio-électricité en alternance avec les commentaires du professeur Radiol. Un ouvrage d'initiation qui, loin des exposés magistraux, met de l'ordre dans les idées, à propos des phénomènes de la radio.
260 pages, format 18-23 **24,00 F**

LA TÉLÉVISION EN COULEURS?... C'EST PRESQUE SIMPLE!, par **E. Aisberg et J.-P. Doury.** — Sous une forme maintenant classique, les auteurs mettent à la portée de tous une technique particulièrement complexe.
152 pages, format 18-23 **24,00 F**

LE TRANSISTOR?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!, par **E. Aisberg.** — La constitution d'un transistor, ses caractéristiques, son utilisation dans les récepteurs et montages électroniques.
152 pages, format 18-23 (7e édition) . . . . **15,00 F**

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES TUBES T.V., Anonyme. — Courbes et caractéristiques détaillées.
64 pages, format 21-27 **12,00 F**

MATHÉMATIQUES POUR ÉLECTRONICIENS, par **F. Bergtold.** — Ouvrage spécialisé ne nécessitant pas de connaissances particulières. Les difficultés sont dosées depuis les opérations élémentaires et les équations jusqu'aux imaginaires, au calcul graphique, au calcul différentiel et à l'algèbre de Boole.
324 pages, format 16-24 . . . . **42,00 F**

TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Technologie des transistors; étude de la transistorisation étage par étage.
272 pages, format 16-24 (3e édition) **54,00 F**

COURS ÉLÉMENTAIRE DE TÉLÉVISION MODERNE, par **R. Besson.** — Examen de chacun des étages du téléviseur noir et blanc ou couleur.
280 pages, format 16-24 **39,00 F**

COURS D'ÉLECTRICITÉ POUR ÉLECTRONICIENS, par **P. Bleuler et J.-P. Fajolle.** — Un ouvrage écrit pour les étudiants qui se spécialisent en électronique.
388 pages, format 16-24 (3e édition) . . . **45,00 F**

L'OSCILLOSCOPE DANS LE LABORATOIRE ET L'INDUSTRIE, par **Ch. Dartevelle.** — Bases de temps, amplificateurs horizontaux et verticaux; circuits auxiliaires; commutateurs électroniques.
208 pages, format 16-24 . . . . **30,00 F**

TECHNIQUE, RÉGLAGE, DÉPANNAGE DES TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS, par **Ch. Dartevelle.** — Anatomie des différentes parties des téléviseurs noir et blanc ou couleurs avec leurs fonctionnement, réglages et pannes.
288 pages, format 16-24 **60,00 F**

LISTE ÉQUIVALENCES TRANSISTORS ET DIODES, par **G. Félétou.** — Equivalents directs ou approchés d'environ 15 000 transistors et diodes.
224 pages, format 16-24 (3e édition) **33,00 F**

LA CLEF DES DÉPANNAGES, par **E. Guyot.** — Cet ouvrage se compose d'une suite de pannes, logiquement classées, avec le diagnostic correspondant et les remèdes à appliquer.
104 pages, format 22-13 (7e édition) **9,00 F**

TÉLÉVISION PRATIQUE, par **A.V.J. Martin.** — Un livre consacré à la mise au point et au dépannage.
324 pages, format 16-24 . . . **27,00F**

RÉPERTOIRE MONDIAL DES TRANSISTORS, par **E. Touret et H. Lilen.** — Plus de 10 000 transistors européens, américains, japonais avec leur équivalence.
144 pages, format 21 × 29,7 . . . **36,00F**

LE DÉPANNAGE TV...? RIEN DE PLUS SIMPLE!, par **A. Six.** — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg.
132 pages, format 18-23 . . . **15,00 F**

Ajouter 10 % pour frais d'envoi

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 75006 PARIS C.C.P. Paris 1164-34

Cet ouvrage se distingue par la méthode progressive d'exposition des sujets traités, depuis les principes fondamentaux jusqu'aux circuits de réception TV en noir-blanc ou en couleurs, en passant par l'analyse détaillée des méthodes de prise de vues, des équipements de centres producteurs d'images et de centres d'émission.

L'étudiant, le dépanneur, le technicien en télévision et l'ingénieur trouveront dans ce livre un exposé précis et méthodique des techniques modernes de la télévision.

ISBN 2 7091 0645 0